

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 03-072701

(43)Date of publication of application : 27.03.1991

(51)Int.Cl.

H01P 1/213
H01P 1/20
H01P 1/203
H01P 1/205

(21)Application number : 02-103961

(71)Applicant : MURATA MFG CO LTD

(22)Date of filing : 19.04.1990

(72)Inventor : WAKINO KIKUO
NISHIKAWA TOSHIO
ISHIKAWA YOHEI
TAKEHARA KOICHI
TANIZAKI TORU

(30)Priority

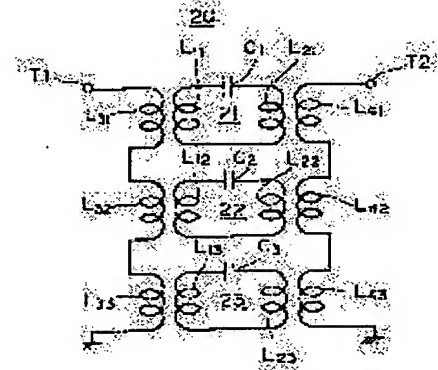
Priority number : 01113927 Priority date : 02.05.1989 Priority country : JP

(54) PARALLEL MULTISTAGE BAND-PASS FILTER

(57)Abstract:

PURPOSE: To obtain the flat frequency characteristic of the group delay time in all of the pass band by electrically connecting plural resonators, which have resonance frequencies different from one another and are close to one another, in parallel between the input terminal and the output terminal of a signal.

CONSTITUTION: An input terminal T1 of the signal is connected to the ground through three inductors L31 to L33 connected in series, and an output terminal T2 of the signal is connected to the ground through three inductors L41 to L43. Series resonance circuits 21 to 23 have resonance frequencies different from one another and close to one another and constitute a band-pass filter having these resonance frequencies as the center frequency of the pass band. Consequently, this parallel multistage band-pass filter has the pass band where pass bands of series resonance circuits 21 to 23 overlap. Thus, the flat frequency characteristic of the positive-direction transfer coefficient and that of the group delay time are easily obtained.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

⑩ 日本国特許庁(JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A) 平3-72701

⑬ Int. Cl.⁸

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 平成3年(1991)3月27日

H 01 P

1/213

M

7741-5 J

1/20

A

7741-5 J

1/203

7741-5 J ※

審査請求 未請求 請求項の数 12 (全 28 頁)

⑮ 発明の名称 並列多段型帯域通過フィルタ

⑯ 特 願 平2-103961

⑰ 出 願 平2(1990)4月19日

優先権主張 ⑱ 平1(1989)5月2日 ⑲ 日本(JP) ⑳ 特願 平1-113927

㉑ 発 明 者 脇 野 喜 久 男 京都府長岡京市天神2丁目26番10号 株式会社村田製作所内

㉒ 発 明 者 西 川 敏 夫 京都府長岡京市天神2丁目26番10号 株式会社村田製作所内

㉓ 発 明 者 石 川 容 平 京都府長岡京市天神2丁目26番10号 株式会社村田製作所内

㉔ 出 願 人 株式会社村田製作所 京都府長岡京市天神2丁目26番10号

㉕ 代 理 人 弁理士 青山 葆 外1名

最終頁に続く

明 細 書

1. 発明の名称

並列多段型帯域通過フィルタ

2. 特許請求の範囲

(1) それぞれ互いに異なりかつ近接する共振周波数を有する複数の共振器が、信号の入力端と出力端との間に並列に電氣的に接続されたことを特徴とする並列多段型帯域通過フィルタ。

(2) それぞれ第1と第2のポートを有し互いに異なりかつ近接する共振周波数を有する複数の共振器を備え、上記各共振器の第1のポートが第1のインピーダンス整合手段を介して信号の入力端に電氣的に接続され、上記各共振器の第2のポートが第2のインピーダンス整合手段を介して信号の出力端に電氣的に接続されたことを特徴とする並列多段型帯域通過フィルタ。

(3) 上記各共振器の第1のポートが誘導結合により上記第1のインピーダンス整合手段を介して上記入力端に電氣的に接続され、上記各共振器の第2のポートが誘導結合により上記第2のインピー

ダンス整合手段を介して上記出力端に電氣的に接続されたことを特徴とする請求項2記載の並列多段型帯域通過フィルタ。

(4) 上記各共振器の第1のポートが容量結合により上記第1のインピーダンス整合手段を介して上記入力端に電氣的に接続され、上記各共振器の第2のポートが容量結合により上記第2のインピーダンス整合手段を介して上記出力端に電氣的に接続されたことを特徴とする請求項2記載の並列多段型帯域通過フィルタ。

(5) 上記各共振器は誘導結合共振器であることを特徴とする請求項1、2、3又は4記載の並列多段型帯域通過フィルタ。

(6) 上記各共振器は伝送線路型共振器であることを特徴とする請求項1、2、3又は4記載の並列多段型帯域通過フィルタ。

(7) 上記伝送線路型共振器は同軸型誘導結合共振器又はマイクロストリップ線路であることを特徴とする請求項6記載の並列多段型帯域通過フィルタ。

開平 3-72701(2)

(8) 上記各共振器のうち最高と最低の共振周波数をそれぞれ有する共振器が略同一の負荷Qを有し、中間の共振周波数を有する他の共振器が上記略同一の負荷Qと略同一か、又は上記略同一の負荷Qよりも小さい負荷Qを有することを特徴とする請求項1、2、3、4、5、6又は7記載の並列多段型帯域通過フィルタ。

(9) 上記各共振器の無負荷Qが有限であるとき、上記帯域通過フィルタの所定の通過帯域内の正方向伝達係数の変化量が小さくなるように上記各共振器の負荷Qを設定したことを特徴とする請求項8記載の並列多段型帯域通過フィルタ。

(10) 上記帯域通過フィルタの所定の通過帯域内の群遅延時間の周波数特性において生じる復数の変化点における各変化量が略同一となるように上記各共振器の負荷Qを設定したことを特徴とする請求項8記載の並列多段型帯域通過フィルタ。

(11) 上記帯域通過フィルタの所定の通過帯域内の群遅延時間の周波数特性において生じる復数の変化点における各変化量が略零となるように上

記各共振器の負荷Qを設定したことを特徴とする

請求項8記載の並列多段型帯域通過フィルタ。

(12) 調振する共振周波数を有する共振器を通過する各信号の、各共振周波数における位相を互いに反転させることを特徴とする請求項1、2、3、4、5、6、7、8、9、10又は11記載の並列多段型帯域通過フィルタ。

3. 発明の詳細な説明

〔産業上の利用分野〕

本発明は自動車電話などの移動体通信システムの送信共用装置のチャンネルフィルタ、移動機の送受信フィルタなどに好適な並列多段型帯域通過フィルタに関する。

〔従来の技術〕

近年、自動車電話などの移動体通信システムにおいて、セルラーシステムが広く使用されるようになってきた。また、利用者数の急激な増加により、セル半径の縮小および基地局の増設が必要になってきている。それに伴って、基地局に使用する送信共用装置も小型、低損失、低コスト化が

一層要請されている。

セルラーシステムの基地局に使用される送信共用装置は、第16図に示すように、対になって配列されているアイソレータ1およびチャンネルフィルタ2、それらを合成するパワー合成ネットワーク3、アンテナモニタ4そして1個のアンテナフィルタ5で構成されてなるものである。

従来のこの種の送信共用装置において、チャンネルフィルタ2として使用されるフィルタは、各チャンネルが有している周波数帯の信号を通過させるバンドパスフィルタ(BPF)により構成されている。

ところで、従来のこの種バンドパスフィルタは、次に述べるような手法によって設計され、そして実際のフィルタが実現されている。

すなわち、上記バンドパスフィルタの設計回路は、一般的な公知の設計理論が存在しているローパスフィルタ(LPF)を、インバートと呼ばれる変換式で回路変換することにより得られる。この回路変換により得たバンドパスフィルタの回路は、

第17図に示すように、複数のLC共振回路7、7、一の調振するLC共振回路7、7どうしが順次に互いに誘導結合された直列多段フィルタ回路8である。この直列多段フィルタ回路8は、バンドパスフィルタの設計のためのいわゆる設計回路であって、マイクロ波帯で実現しやすいという特徴を有している。

上記で得られた設計回路である直列多段フィルタ回路8を、実体化した実際のフィルタとして実現する方法として、上記第17図のLC共振回路が直列に連なった3段の各LC共振回路7を、実在の共振器、たとえばTE₀₁₁の誘電体共振器で置き換えて近似する方法が用いられている。このような手法により、複数の誘電体共振器からなり所定の周波数特性を有する直列多段フィルタが実現される。

このようにして実現された、直列多段フィルタの一例を第18図に、またその等価回路を第19図に示す。

上記直列多段フィルタは、本願の発明者等が、

特開平 3-72701(3)

アイ・イー・イー・イー トランザクションズ
 オン マイクロウェーブ セオリー アンド テ
 クニクス、エム・ティー・ティー-35巻、12号、
 1987年12月 (IEEE TRANSACTIONS ON
 MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. MTT-35,
 No.12, DECEMBER, 1987) の第1150頁から第1
 155頁にて、「セルラー基地局のためのクォー
 ターカット TE_{011} イメージ共振器を用いた誘電
 体高電力帯域通過フィルタ (Dielectric High-
 Power Bandpass Filter Using Quarter-Cut
 TE_{011} Image Resonator for Cellular Base
 Stations)」として提案したもので、もともとリ
 ング形状を有する TE_{011} モードの誘電体共振器
 の $1/4$ の部分からなる、本願の発明者等が「ク
 ォーターカット TE_{011} イメージ共振器」と呼んで
 いる複数の円弧状の誘電体共振器12が、実面1
 3に導電膜が形成されるとともに、L字状に配
 置されて電気壁として作用しているセラミック基板
 14に所定間隔をおいて固定されている。これら
 のセラミック基板14および上記誘電体共振器1

2は、 TE_{011} モードのイメージ共振器として働
 作する。上記セラミック基板14は金属製のハウ
 ジング15の壁に電気的および機械的に固定され
 ている。これにより、上記ハウジング15内は、
 TE_{011} モード円形カットオフ導波管を $1/4$
 に分割したものに相当した構造となる。上記誘電
 体共振器12は互いに誘導結合され、各端の誘電
 体共振器12は誘導的に外部負荷に結合される。

【発明が解決しようとする課題】

ところで、上記のような直列多段フィルタ11
 は、通常の空胴共振器を使用したものに比較して、
 形状を大幅に小さくすることができるが、一般に、
 この種の直列結合共振器は、各固有振動モードが、
 各周波数成分を受け持つという構造を有しており、
 誘電体共振器12が直列に接続されているため、
 各段の誘電体共振器12でエネルギー分布が異なる
 ように構成されている。

第7図に、従来の3段直列多段フィルタで得ら
 れる通過特性と群遅延特性の一例を示す。

この群遅延特性から明らかのように、直列多段

-7-

-8-

フィルタでは、通過帯域の全体に渡って平坦な群
 遅延特性を実現することは困難で、その理由は、
 上述したように、各固有振動モードが各周波数成
 分を分担することから、共振器のパラメータを調
 節したとしても、すべての固有振動モードに対す
 る外部結合度が相関的に変更されるため、各共振
 周波数における群遅延特性を任意に設定できない
 からである。

そのうえ、この直列多段フィルタの群遅延特性
 は、通過帯域の両端にピークを有するという特徴
 を有し、使用帯域で平坦な群遅延特性を得るため
 には、設計帯域を広くして、両端のピークが使用
 帯域の外側に位置するような設計にせざるを得ず、
 充分に選択性の良好な通過特性を実現することが
 困難であるといった問題がある。

さらに、上記の如き群遅延特性では、現在急速
 に展開されている伝送信号のデジタル化には、有
 効に対応することができず、平坦な群遅延特性を
 有する帯域通過フィルタの実現が強く要請されて
 いる。

ところで、上記のようにして実現された帯域通
 過フィルタはあくまでも、ローパスフィルタの設
 計理論に基づいて導かれたバンドパスフィルタの
 上記設計回路を、 TE_{011} モードの誘電体共振器
 12によって近似したものであって、上記設計回
 路が有している設計上の特性と完全に合致するも
 のではない。

そこで、上記のようにして実現された直列結合
 フィルタのシミュレーションを可能にするための、
 固有モード展開法を応用した並列結合回路のシュ
 ミュレーションモデルが、許 昭邦ほかにより、「固
 有モード展開法によるマイクロ波回路の合成」と
 題する論文(電子通信学会 マイクロ波研究会資
 料 MW82-54、1982年)の第9頁ない
 し第16頁において提案されている。

この並列結合回路のシミュレーションモデルは、
 第20図に示すような回路構成を有するもので、
 マイクロ波フィルタの散逸の非対称性およびス
 リアスを含めたシミュレーションを可能にするた
 めのモデルである。

-9-

-3-

-10-

このモデルでは、直列多段フィルタが m 個の固有振動モードを有するとした場合に、各振動モードが、たとえば $n=3$ 個の連続する共振器によって実現されると仮定し、従って、全体では、 $(m \times n)$ 個の多段共振器によって、 m 個の固有振動モードが得られるものとされる。この場合、注目すべきなのは、たとえば $n=3$ の場合、直列結合された3個の共振器の相互のモード結合が生じるため、各固有振動モードの自由度は7となる。一方、各共振器が独立であるとした場合の電気特性の自由度は当然ながら9となる。

このシミュレーションモデルは、直列多段フィルタの固有振動モードの解析に極めて有用であるが、これはあくまで理論解析の手法であって、このモデルをそのまま実際の帯域通過フィルタとして用いることはできるものではない。

本発明の最も基本的な目的は、通過帯域の全域に渡って、平坦な正方向伝達係数の周波数特性及び平坦な群遅延時間の周波数特性を実現することができる多段型帯域通過フィルタを提供すること

-11-

通フィルタは、それぞれ互いに異なりかつ近接する共振周波数を有する複数の共振器が、信号の入力端と出力端との間に並列に電気的に接続されたことを特徴とする。

また、本発明に係る請求項2記載の並列多段型帯域通過フィルタは、それぞれ第1と第2のポートを有し互いに異なりかつ近接する共振周波数を有する複数の共振器を備え、上記各共振器の第1のポートが第1のインピーダンス整合手段を介して信号の入力端に電気的に接続され、上記各共振器の第2のポートが第2のインピーダンス整合手段を介して信号の出力端に電気的に接続されたことを特徴とする。

さらに、請求項3記載の並列多段型帯域通過フィルタは、請求項2記載の並列多段型帯域通過フィルタにおいて、上記各共振器の第1のポートが誘導結合により上記第1のインピーダンス整合手段を介して上記入力端に電気的に接続され、上記各共振器の第2のポートが誘導結合により上記第2のインピーダンス整合手段を介して上記出力端に

-13-

特開平 3-72701(4)

である。

本発明のいまひとつの目的は、必要とする電気特性を容易に得ることができる多段型帯域通過フィルタを提供することである。

本発明のさらにいま一つの目的は、個々の共振器の電気特性をそのままフィルタの電気特性に寄与させることができる多段型帯域通過フィルタを提供することである。

【課題を解決するための手段】

本願の発明者等は、上記シミュレーション回路の一部、例えば基準振動モード部分を新しいフィルタ回路とみため、この設計回路を実体化するために、上記シミュレーション回路の各LC共振回路を、例えばTE₀₁₁モードの誘電体共振器又は伝送線路などの実在の共振器によって置換することにより、並列多段型帯域通過フィルタを構成し、この並列多段型帯域通過フィルタが所定の通過帯域で群遅延特性を容易に平坦にすることができることを見出した。

本発明に係る請求項1記載の並列多段型帯域通過

-12-

電気的に接続されたことを特徴とする。

またさらに、請求項4記載の並列多段型帯域通過フィルタは、請求項2記載の並列多段型帯域通過フィルタにおいて、上記各共振器の第1のポートが容量結合により上記第1のインピーダンス整合手段を介して上記入力端に電気的に接続され、上記各共振器の第2のポートが容量結合により上記第2のインピーダンス整合手段を介して上記出力端に電気的に接続されたことを特徴とする。

また、請求項5記載の並列多段型帯域通過フィルタは、上記各並列多段型帯域通過フィルタにおいて、上記各共振器は誘電体共振器であることを特徴とする。

さらに、請求項6記載の並列多段型帯域通過フィルタは、上記各並列多段型帯域通過フィルタにおいて、上記各共振器は伝送線路であることを特徴とする。

またさらに、請求項7記載の並列多段型帯域通過フィルタは、請求項6記載の上記並列多段型帯域通過フィルタにおいて、上記伝送線路はマイク

-14-

ロストリップ線路であることを特徴とする。

また、請求項 8 記載の並列多段型帯域通過フィルタは、上記各並列多段型帯域通過フィルタにおいて、上記各共振器のうち最高と最低の共振周波数をそれぞれ有する共振器が略同一の負荷 Q を有し、中間の共振周波数を有する他の共振器が上記略同一の負荷 Q と略同一か、又は上記略同一の負荷 Q よりも小さい負荷 Q を有することを特徴とする。

さらに、請求項 9 記載の並列多段型帯域通過フィルタは、請求項 8 記載の並列多段型帯域通過フィルタにおいて、上記各共振器の無負荷 Q が有限であるとき、上記帯域通過フィルタの所定の通過帯域内の正方向伝達係数の変化量が小さくなるように上記各共振器の負荷 Q を設定したことを特徴とする。

またさらに、請求項 10 記載の並列多段型帯域通過フィルタは、請求項 8 記載の並列多段型帯域通過フィルタにおいて、上記帯域通過フィルタの所定の通過帯域内の群遅延時間の周波数特性にお

-15-

成する n 個の共振器が対応する各周波数帯域を受け持つことができ、この事実によって、平坦な正方向伝達係数の周波数特性と、平坦な群遅延時間の周波数特性を得ることができる（第 5 図参照）。

また、本発明に係る請求項 2 記載の並列多段型帯域通過フィルタにおいては、信号の入力端と出力端との間にそれぞれ上記第 1 のインピーダンス整合手段と上記第 2 のインピーダンスを介して、上記各共振器を並列に電気的に接続している。これによって、上述のように、平坦な正方向伝達係数の周波数特性と、平坦な群遅延時間の周波数特性を得ることができるとともに、上記信号の入力端と出力端において入出力する信号をインピーダンス整合状態で当該帯域通過フィルタに入出力させることができる。

さらに、上記請求項 2 記載の並列多段型帯域通過フィルタにおいて、好ましくは、上記各共振器の第 1 のポートが誘導結合又は容量結合により上記第 1 のインピーダンス整合手段を介して上記入力端に電気的に接続され、上記各共振器の第 2 の

特開平 3-72701(5)

いて生じる複素の変化点における各変化量が略同一となるように上記各共振器の負荷 Q を設定したことを特徴とする。

また、請求項 11 記載の並列多段型帯域通過フィルタは、請求項 8 記載の並列多段型帯域通過フィルタにおいて、上記帯域通過フィルタの所定の通過帯域内の群遅延時間の周波数特性において生じる複素の変化点における各変化量が略零となるように上記各共振器の負荷 Q を設定したことを特徴とする。

さらに、請求項 12 記載の並列多段型帯域通過フィルタは、上記各並列多段型帯域通過フィルタにおいて、隣接する共振周波数を有する共振器を通過する各信号の、各共振周波数における位相を互いに反転させることを特徴とする。

【作用】

請求項 1 記載の並列多段型帯域通過フィルタの特徴は、並列結合された個々の共振器の電気特性が帯域通過フィルタの電気特性に独立に寄与することであり、換言すれば、帯域通過フィルタを構

-16-

造が誘導結合又は容量結合により上記第 2 のインピーダンス整合手段を介して上記出力端に電気的に接続される。

また、上記各並列多段型帯域通過フィルタにおいて、上記各共振器は好ましくは、誘電体共振器、又は伝送線路型共振器であって、上記伝送線路型共振器は好ましくは同軸型誘電体共振器、又はマイクロストリップ線路である。

さらに、上記各並列多段型帯域通過フィルタにおいて、上記各共振器のうち最高と最低の共振周波数をそれぞれ有する共振器が略同一の負荷 Q を有し、中間の共振周波数を有する他の共振器が上記略同一の負荷 Q と略同一か、又は上記略同一の負荷 Q よりも小さい負荷 Q を有するように構成することによって、より平坦な正方向伝達係数の周波数特性と、より平坦な群遅延時間の周波数特性を得ることができる。

特に、上記各共振器の無負荷 Q が有限であるとき、上記 域通過フィルタの所定の通過 域内の正方向伝達係数の変化量が小さくなるように上記

各共振器の負荷 Q を設定することによって、極めて平坦な正方向伝達係数の周波数特性を得ることができる。また、特に、上記帯域通過フィルタの所定の通過帯域内の群遅延時間の周波数特性において生じる複数の変化点における各変化量が略同一となるように上記各共振器の負荷 Q を設定することによって、より平坦であって良好な群遅延時間の周波数特性を得ることができる。さらに、特に、上記帯域通過フィルタの所定の通過帯域内の群遅延時間の周波数特性において生じる複数の変化点における各変化量が略零となるように上記各共振器の負荷 Q を設定することによって、極めて平坦な群遅延時間の周波数特性を得ることができる。

さらに、上記各並列多段型帯域通過フィルタにおいて、調換する共振周波数を有する共振器を通過する各信号の、各共振周波数における位相を互いに反転させるように構成することによって、調換する2つの共振周波数の中間付近の周波数において、正方向伝達係数の周波数特性上で減衰極が生じることを防止することができる。

-19-

いて、上記各共振器のうち最高と最低の共振周波数をそれぞれ有する共振器が略同一の負荷 Q を有し、中間の共振周波数を有する他の共振器が上記略同一の負荷 Q と略同一か、又は上記略同一の負荷 Q よりも小さい負荷 Q を有するように構成することによって、より平坦な正方向伝達係数の周波数特性と、より平坦な群遅延時間の周波数特性を得ることができるという利点がある。

またさらに、上記並列多段型帯域通過フィルタにおいて、調換する共振周波数を有する共振器を通過する各信号の、各共振周波数における位相を互いに反転させるように構成することによって、調換する2つの共振周波数の中間付近の周波数において、正方向伝達係数の周波数特性上で減衰極が生じることを防止することができるという利点がある。

【実施例】

以下、添付の図面を参照して本発明の実施例を説明する。

本発明に係る並列多段型帯域通過フィルタは、そ

特開平 3-72701(6)

生じることを防止することができる。

【発明の効果】

本発明によれば、それぞれ互いに異なりかつ近接する共振周波数を有する複数の共振器が、信号の入力端と出力端との間に並列に電気的に接続され、各共振器に信号の周波数成分が分割されるので、各共振器に入力するエネルギー分布が均一となり、各共振器の電気特性を調整することにより、平坦な正方向伝達係数の周波数特性と、平坦な群遅延時間の周波数特性を容易に得ることができる。

また、信号の入力端と出力端との間にそれぞれ上記第1のインピーダンス整合手段と上記第2のインピーダンスを介して、上記各共振器を並列に電気的に接続しているので、平坦な正方向伝達係数の周波数特性と、平坦な群遅延時間の周波数特性を得ることができるとともに、上記信号の入力端と出力端において入出力する信号をインピーダンス整合状態で当該帯域通過フィルタに入出力させることができる。

さらに、上記並列多段型帯域通過フィルタにお

-20-

れぞれ互いに異なり近接する共振周波数を有する複数の共振器が信号の入力端と出力端との間に並列に電気的に接続されていることを特徴としている。この帯域通過フィルタにおいて、上記複数の共振器が入力端及び出力端と誘導結合により接続された当該フィルタを第1の実施例に示し、また、上記複数の共振器が入力端及び出力端と容量結合により接続された当該フィルタを第2の実施例に示す。

第1の実施例

本発明に係る第1の実施例である誘導結合型並列多段型帯域通過フィルタの基本回路を第1図に示す。

第1図において、信号の入力端 $T1$ は直列接続された3個のインダクタ L_{11} 、 L_{12} 、 L_{13} を介してアースに接続され、また、信号の出力端 $T2$ は直列接続された3個のインダクタ L_{21} 、 L_{22} 、 L_{23} を介してアースに接続される。21、22、23は共振器の直列共振回路であって、直列共振回路21は直列接続された2個のインダクタ L_{11} 、

特開平 3-72701(7)

L_{11} とキャパシタ C_1 からなり、また、直列共振回路22は直列接続された2個のインダクタ L_{12} 、 L_{22} とキャパシタ C_2 からなり、さらに、直列共振回路23は直列接続された2個のインダクタ L_{13} 、 L_{23} とキャパシタ C_3 からなる。

ここで、インダクタ L_{11} と L_{12} は誘導結合により電気的に接続され、インダクタ L_{12} と L_{13} は誘導結合により電気的に接続され、インダクタ L_{13} と L_{11} は誘導結合により電気的に接続される。また、インダクタ L_{21} と L_{22} は誘導結合により電気的に接続され、インダクタ L_{22} と L_{23} は誘導結合により電気的に接続され、インダクタ L_{23} と L_{21} は誘導結合により電気的に接続される。

さらに、直列共振回路21、22、23は互いに異なりかつ近接する共振周波数を有するように構成され、各直列共振回路21、22、23は上記共振周波数を通過帯域の中心周波数とする帯域通過フィルタとして構成されている。従って、第1図に図示された並列多段帯域通過フィルタは、上記各直列共振回路21、22、23の通過帯域

を重ねあわせた通過帯域を有する。

第2図(a)に、第1図の基本回路をマイクロ波帯において実現した帯域通過フィルタ20aを示す。第2図(a)において、第1図と同一のものについては同一の符号を付している。

第2図(a)において、直列共振回路21、22、23はそれぞれ第1図と同様に構成され、それぞれ共振周波数 f_1 、 f_2 、 f_3 ($f_1 < f_2 < f_3$)を有する。

信号の入力端T1は、それぞれ $\lambda_g/2$ の電気長を有する伝送線路TL₁及びTL₂と、所定の電気長を有する伝送線路TL₁₁と、インダクタ L_{11} とを介してアースに接続されるとともに、所定の電気長を有する伝送線路TL₁₂とインダクタ L_{12} とを介してアースに接続される。また、伝送線路TL₁と伝送線路TL₂との間の接続点は、所定の電気長を有する伝送線路TL₁₃とインダクタ L_{13} とを介してアースに接続される。ここで、伝送線路TL₁₁における伝送線路TL₁側の接続点からインダクタ L_{11} を介してアース短絡点までの電気

-23-

長が $\lambda_g/4$ に設定され、伝送線路TL₁₁における伝送線路TL₁側の接続点からインダクタ L_{11} を介してアース短絡点までの電気長が $\lambda_g/4$ に設定され、伝送線路TL₁₂における入力端T1側の接続点からインダクタ L_{12} を介してアース短絡点までの電気長が $\lambda_g/4$ に設定される。なお、 λ_g は、例えばこの帯域通過フィルタの中心周波数である周波数 f_1 における各伝送線路上の伝播波長である。

一方、信号の出力端T2は、所定の電気長を有する伝送線路TL₂₁とインダクタ L_{21} とを介してアースに接続されるとともに、それぞれ $\lambda_g/2$ の電気長を有する伝送線路TL₂₂及びTL₂₃と、所定の電気長を有する伝送線路TL₂₂と、インダクタ L_{22} とを介してアースに接続される。またさらに、伝送線路TL₂₁と伝送線路TL₂₂との間の接続点は、所定の電気長を有する伝送線路TL₂₃とインダクタ L_{23} とを介してアースに接続される。ここで、伝送線路TL₂₁における出力端T2側の接続点からインダクタ L_{21} を介してアース短絡点ま

-25-

-24-

での電気長が $\lambda_g/4$ に設定され、伝送線路TL₂₁における伝送線路TL₂側の接続点からインダクタ L_{21} を介してアース短絡点までの電気長が $\lambda_g/4$ に設定され、伝送線路TL₂₂における伝送線路TL₂側の接続点からインダクタ L_{22} を介してアース短絡点までの電気長が $\lambda_g/4$ に設定される。

上記インダクタ L_{11} とインダクタ L_{12} は誘導結合係数+Mで誘導結合により電気的に接続され、インダクタ L_{12} とインダクタ L_{13} は誘導結合係数+Mで誘導結合により電気的に接続され、インダクタ L_{13} とインダクタ L_{11} は誘導結合係数+Mで誘導結合により電気的に接続される。また、上記インダクタ L_{21} とインダクタ L_{22} は誘導結合係数+Mで誘導結合により電気的に接続され、インダクタ L_{22} とインダクタ L_{23} は誘導結合係数-Mで誘導結合により電気的に接続され、インダクタ L_{23} とインダクタ L_{21} は誘導結合係数+Mで誘導結合により電気的に接続される。

以上のように構成された並列多段帯域通過フィ

-26-

ルタの入力端 T1 側においては、伝送線路 TL₁₁ における伝送線路 TL₁₁ 側の接続点からインダクタ L₁₁ を介してアース短絡点側を見たときのインピーダンスと、伝送線路 TL₁₂ における伝送線路 TL₁₂ 側の接続点からインダクタ L₁₂ を介してアース短絡点側を見たときのインピーダンスと、伝送線路 TL₁₃ における入力端 T1 側の接続点からインダクタ L₁₃ を介してアース短絡点側を見たときのインピーダンスはそれぞれ無限大となるように設定され、インダクタ L₁₁ とインダクタ L₁₂ とインダクタ L₁₃ はそれぞれ、インピーダンス整合手段として動作する伝送線路 TL₁₁、TL₁₂、TL₁₃、TL₁₂、TL₁₃ を介して入力端 T1 に並列に接続されている。

一方、出力端 T2 側においては、伝送線路 TL₂₁ における出力端 T2 側の接続点からインダクタ L₂₁ を介してアース短絡点側を見たときのインピーダンスと、伝送線路 TL₂₂ における伝送線路 TL₂₂ 側の接続点からインダクタ L₂₂ を介してアース短絡点側を見たときのインピーダンスと、伝送

-27-

周波数を有する信号成分であり、共振回路 23 を通過する信号は共振周波数 f₃ 及びその付近の周波数を有する信号成分である。従って、入力端 T1 と出力端 T2 との間の正方向伝達係数の周波数特性は、各共振回路 21、22、23 の正方向伝達係数の周波数特性を重ね合わせた特性となる。

この帯域通過フィルタ 20a においては、第 2 図 (a) に図示するように、インダクタ L₁₂ と L₁₃ との間の誘導結合係数を -M とし、他の 2 つのインダクタ間の誘導結合係数を +M としている。すなわち、3 つの共振周波数 f₁、f₂、f₃ のうち 2 つの共振周波数 f₁、f₂ の中間に位置する共振周波数 f₃ を有する共振回路 22 を通過する信号の位相を、他の共振回路 21、23 を通過する信号の位相に対して反転させて出力端 T2 において合成している。これは、もし反転させない場合、共振周波数 f₁ と f₂ の間の略中央付近の周波数 f₁₂ において、共振回路 21 を通過する信号の位相 θ₁₂ と共振回路 22 を通過する信号の位相 θ₂₂ との間が例えば θ_{12} = -θ₂₂ のように反転関係に}

-29-

特開平 3-72701(8)

線路 TL₁₂ における伝送線路 TL₁₂ 側の接続点からインダクタ L₁₂ を介してアース短絡点側を見たときのインピーダンスはそれぞれ無限大となるように設定され、インダクタ L₁₁ とインダクタ L₁₂ とインダクタ L₁₃ はそれぞれ、インピーダンス整合手段として動作する伝送線路 TL₁₁、TL₁₂、TL₁₃、TL₁₂、TL₁₃ を介して出力端 T2 に並列に接続されている。

従って、各直列共振回路 21、22、23 はそれぞれ信号の入力端 T1 と出力端 T2 との間に、上記インピーダンス整合手段を介して並列に接続されている。

以上のように構成された並列多段帯域通過フィルタ 20a の入力端 T1 にマイクロ波信号を入力したとき、上記マイクロ波信号は 3 分配されて各共振回路 21、22、23 を通過した後、合成されて出力端 T2 に出力される。なお、共振回路 21 を通過する信号は共振周波数 f₁ 及びその付近の周波数を有する信号成分であり、共振回路 22 を通過する信号は共振周波数 f₂ 及びその付近の

-28-

なり、同様に、共振周波数 f₂ と f₃ の間の略中央付近の周波数 f₂₃ において、共振回路 22 を通過する信号の位相と共振回路 23 を通過する信号の位相が反転関係になり、これによって、当該帯域通過フィルタにおける正方向伝達係数の周波数特性の上記周波数 f₁₂ と f₂₃ において減衰幅が生じ、その結果当該周波数特性が略平坦にならなくなるからである。これを回避するため、上述のように隣接する周波数毎に誘導結合係数の符号を反転させている。

本実施例では、隣接する周波数毎に誘導結合係数の符号を反転させているが、これに限らず、伝送線路の電気長を調整して、隣接する 2 つの共振周波数を有する共振回路を通過する各信号の、各共振周波数における位相が反転関係になるようにしてもよい。ここで、共振回路が一般に複数 n 段である場合も同様である。

さらに、入力端 T1 を、伝送線路 TL₁₁ と TL₁₂ との間の接続点又は伝送線路 TL₁₁ と伝送線路 TL₁₂ との間の接続点とせず、伝送線路 TL₁₁ と伝送

線路 TL_{12} との間の接続点としているのは、各共振回路 21、22、23 を通過する各信号の伝送損失を略一定にするためである。

第 3 図 (a) に、第 2 図 (a) の共振器として TE_{011} モードの誘電体共振器を用いて構成した並列多段帯域通過フィルタ 30a を示し、また、この帯域通過フィルタ 30a の等価回路を第 4 図 (a) に示す。第 3 図 (a) 及び第 4 図 (a) において、第 2 図 (a) と同一のものについては同一の符号を付している。

上記並列多段帯域通過フィルタ 30a は、第 16 図を参照して説明したセルラーシステムの基地局に使用される誘導共振器に組み込まれているチャンネルフィルタ 2 に適用したものである。

上記チャンネルフィルタ 2 を構成する第 3 図 (a) の並列多段フィルタ 30a は、3 つの誘電体共振器 21a、22a、23a からなり、これら各誘電体共振器 21a、22a、23a は、入力側同軸ケーブル 31 と出力側同軸ケーブル 32 を介して、入力端 T1 と出力端 T2 との間に並列に接

-31-

接地導体に接続される。また、インダクタ L_{11} のコイルの一端は同軸ケーブル 32 の中心導体に接続され、その他端は同軸ケーブル 32 の接地導体に接続される。さらに、インダクタ L_{12} と L_{22} をそれぞれ構成する 2 つのコイルが同様に、誘電体共振器 22a のシールド空洞 33 内に設けられ、インダクタ L_{13} と L_{23} をそれぞれ構成する 2 つのコイルが同様に、誘電体共振器 23a のシールド空洞 33 内に設けられる。

また、 TE_{011} モードの誘電体共振器 34 の内部に配置されている小さい円筒形状の誘電体 36 は、共振周波数のチューニングのために設けられ、誘電体共振器 34 の電場の勾配中において移動させることにより、各誘電体共振器 34 の共振周波数を変化させることができる。さらに、3 つの TE_{011} モード誘電体共振器 34 の各チューニング用の誘電体 36 は、1 本のシャフト 37 に固定されており、このシャフト 37 を矢印 A₁ で示す方向に移動させることによって、上記 3 つの TE_{011} モード誘電体共振器 34 の共振周波数を同時に

-33-

特開平 3-72701(9)

調整されている。ここで、入力側同軸ケーブル 31 は伝送線路 TL_{11} 、 TL_{21} 、 TL_{31} 、 TL_{12} 、 TL_{22} 、 TL_{32} に対応しており、出力側同軸ケーブル 32 は伝送線路 TL_{13} 、 TL_{23} 、 TL_{33} 、 TL_{12} 、 TL_{22} 、 TL_{32} に対応している。

また、各誘電体共振器 21a、22a、23a は、シールド空洞 33 内の中央部にて、円筒形状を有する TE_{011} モードの誘電体共振器 34 を、それと同じ線膨張係数を有する支持台 35 の上に取り付けられているものである。上記シールド空洞 33 は、誘電体共振器 34 と同じ線膨張係数を有するセラミックにてなる直方体形状の筐体の外表面に、銀電極を施き付けたものからなる。

インダクタ L_{11} を構成する例えば 1 ターンのコイルと、インダクタ L_{12} を構成する例えば 1 ターンのコイルとが、誘電体共振器 21a のシールド空洞 33 内に、 TE_{011} モードの誘電体共振器 34 の磁界と結合するように設けられる。インダクタ L_{11} のコイルの一端は同軸ケーブル 31 の中心導体に接続され、その他端は同軸ケーブル 31 の

-32-

調整することができる。

なお、第 4 図 (a) に図示した並列多段帯域通過フィルタ 30a の等価回路において、各誘電体共振器 34 はそれぞれ、2 個のインダクタ L_{11} 、 L_{21} と可変キャパシタ VC_1 と損失抵抗 R_1 が互いに並列に接続された並列共振回路、2 個のインダクタ L_{12} 、 L_{22} と可変キャパシタ VC_2 と損失抵抗 R_2 が互いに並列に接続された並列共振回路、2 個のインダクタ L_{13} 、 L_{23} と可変キャパシタ VC_3 と損失抵抗 R_3 が互いに並列に接続された並列共振回路により構成されている。

以上のように構成されたチャンネルフィルタの帯域通過フィルタ 30a においては、例えば 300 kHz の帯域幅のパワースペクトラムを有する入力信号がほぼ均等に、各共振周波数に応じて入力端 T1 から入力側同軸ケーブル 31 を介して 3 つの誘電体共振器 21a、22a、23a に分配されて入力される。そして、分配された入力信号は、上記出力側同軸ケーブル 32 を介して各接続点にて合成された後、出力端 T2 から出力される。

-34-

特開平 3-72701(10)

第3図(a)の並列多段帯域通過フィルタ30aの正方向伝達係数の周波数特性100と、各共振器34の正方向伝達係数の周波数特性101、102、103と、当該帯域通過フィルタ30aの群遅延時間の周波数特性104を第5図に示す。

この帯域通過フィルタ30aは、300kHzの通過帯域幅を有し、その中心周波数は955.0MHzである。また、当該並列多段帯域通過フィルタ30aを構成している3つの共振器34の各共振周波数 f_1 、 f_2 、 f_3 、負荷Q(Q_1)及び無負荷Q(Q_0)は次の通りである。

(a) 第1の共振器21aを構成する誘電体共振器34

共振周波数 $f_1=954.8\text{MHz}$

$Q_1=4300$ 、 $Q_0=22000$

(b) 第2の共振器22aを構成する誘電体共振器34

共振周波数 $f_2=955.0\text{MHz}$

$Q_1=3400$ 、 $Q_0=22000$

(c) 第3の共振器23aを構成する誘電体共振器34

器34

共振周波数 $f_3=955.2\text{MHz}$

$Q_1=4300$ 、 $Q_0=22000$

この第5図から、上記帯域通過フィルタ30aでは、その通過帯域内における群遅延時間の周波数特性104の変化量は、ほぼ1920nsecから1980nsecの60nsecの範囲内にあることがわかる。

さらに、上記帯域通過フィルタ30aで3チャンネルの送信共用装置を構成したときの、各チャンネルでの正方向伝達係数の周波数特性111、112、113及び群遅延時間の周波数特性121、122、123を第6図に示す。なお、チャンネル1の中心周波数は954.4MHzであり、チャンネル2の中心周波数は955.0MHzであり、チャンネル3の中心周波数は955.6MHzである。

なお、各共振器の負荷Q(Q_1)は、上述のように、最低と最高の共振周波数 f_1 、 f_3 を有する共振器の負荷Q(Q_1)を同一とし、中間の共振

-35-

-36-

周波数 f_2 を有する共振器の負荷Q(Q_1)を、最低と最高の共振周波数 f_1 、 f_3 を有する共振器の負荷Q(Q_1)よりもわずかに小さくなるように設定している。これは、中間の共振周波数 f_2 における正方向伝達係数の特性が、隣接する両側の共振周波数 f_1 、 f_3 の共振器の正方向伝達係数の周波数特性のすそのことによって影響を受け、これによって当該伝達係数が増大するので、各共振器の正方向伝達係数の周波数特性の重ね合わせである当該帯域通過フィルタの周波数特性を平坦にするために、上述のように各共振器の負荷Q(Q_1)が設定される。

この各共振器の負荷Q(Q_1)の設定と各周波周波数特性との関係は共振器の共振周波数などの設定に依存するが、一般に好ましくは、上記各共振器のうち最高と最低の共振周波数をそれぞれ有する共振器が略同一の負荷Qを有し、中間の共振周波数を有する他の共振器が上記略同一の負荷Qと略同一か又は小さい負荷Qを有するように構成する。これによって、より平坦な正方向伝達係

の周波数特性と、より平坦な群遅延時間の周波数特性を得ることができる。

ここで、各共振器の負荷Qの設定について詳細に説明する。

いま、3段の並列多段帯域通過フィルタについて考え、各共振器が第5図に図示した共振周波数 f_1 、 f_2 、 f_3 と同一の無負荷Q(Q_0)=22000を有すると仮定し、各共振器の負荷Q(以下、共振周波数 f_1 の共振器の負荷Qを Q_{11} とし、共振周波数 f_2 の共振器の負荷Qを Q_{12} とし、共振周波数 f_3 の共振器の負荷Qを Q_{13} とする。)を以下のように設定する。

設定例1

$Q_{11}=4300$ 、 $Q_{12}=3400$ 乃至4300、より好ましくは3500、 $Q_{13}=4300$

設定例2

$Q_{11}=4300$ 、 $Q_{12}=3350$ 乃至3450、より好ましくは3400、 $Q_{13}=4300$

設定例3

$Q_{11}=4300$ 、 $Q_{12}=2400$ 乃至それ以

下、 $Q_{L1}=4300$

設定例 4

$Q_{L1}=3000$ 、 $Q_{L2}=2350$ 乃至 2450 、より好ましくは 2400 、 $Q_{L3}=3000$

上記設定例 1 は、本発明の請求項 9 の場合に対応し、上記各共振器の無負荷 Q が有限であるときに、上記帯域通過フィルタの所定の通過帯域内の正方向伝達係数の変化量が小さくなるように上記各共振器の負荷 Q を設定している。これによって、極めて平坦な正方向伝達係数の周波数特性を得ることができる。

上記設定例 2 は、本発明の請求項 10 の場合に対応し、上記帯域通過フィルタの所定の通過帯域内の群遅延時間の周波数特性において生じる複数の変化点における各変化量が略同一となるように上記各共振器の負荷 Q を設定している。これによって、より平坦であって良好な群遅延時間の周波数特性を得ることができる。

上記設定例 3 は、従来のチェビシェフ型帯域通過フィルタの群遅延時間の周波数特性と同様の特

性を得るための上記各共振器の負荷 Q の設定を示している。

上記設定例 4 は、本発明の請求項 11 の場合に対応し、上記帯域通過フィルタの所定の通過帯域内の群遅延時間の周波数特性において生じる複数の変化点における各変化量が略零となるように上記各共振器の負荷 Q を設定している。これによって、極めて平坦な群遅延時間の周波数特性を得ることができる。

さらに、4 段の並列多段帯域通過フィルタの場合においては、好ましくは、互いに異なる 4 つの共振周波数のうち中間の 2 つの共振周波数の共振器の負荷 Q (Q_{L2}) を、最低と最高の共振周波数の共振器の負荷 Q (Q_{L1}) と略同一か又は小さく設定すればよい。さらに、5 段の並列多段帯域通過フィルタの場合においては、好ましくは、互いに異なる 5 つの共振周波数のうち中間の 3 つの共振周波数の共振器の負荷 Q (Q_{L2}) を、最低と最高の共振周波数の共振器の負荷 Q (Q_{L1}) と略同一か又は小さく設定し、かつ上記中間の 3 つの共

振周波数のうちそれらの中間の共振周波数の共振器の負荷 Q (Q_{L2}) を他の共振器の負荷 Q (Q_{L1}) と略同一か又は小さく設定すればよい。以下、6 段以上の並列多段帯域通過フィルタについても、同様に各共振器の負荷 Q (Q_{Li}) が設定される。

上述の並列多段帯域通過フィルタ 30 a に対して、第 17 図に図示した従来の直列多段帯域通過フィルタ 8 について、上記第 5 図及び第 6 図に対応する特性を示せば、第 7 図および第 8 図に示すようになる。なお、第 7 図において、130 は当該帯域通過フィルタ 8 の正方向伝達係数の周波数特性であり、131 はその群遅延時間の周波数特性である。また、第 8 図において、141、142、143 はそれぞれ各チャンネルにおける正方向伝達係数の周波数特性であり、151、152、153 はそれぞれ各チャンネルにおける群遅延時間の周波数特性である。

この第 7 図および第 8 図から明らかなように、従来の直列多段帯域通過フィルタ 8 においては、群遅延時間が当該帯域通過フィルタ 8 の通過帯域

内で約 130 nsec 程度ないしはそれ以上の変化量を有していることが分かる。また、第 3 図 (a) に図示した本実施例の帯域通過フィルタ 30 a においては、群遅延時間特性が従来の帯域通過フィルタ 8 に比較して、大幅に群遅延時間特性が改善され、より平坦な周波数特性を得ることができることが分かる。

第 3 図 (b) に、第 3 図 (a) に図示された並列多段帯域通過フィルタ 30 a の変形例 30 b を示し、その等価回路を第 4 図 (b) に示す。第 3 図 (b) 及び第 4 図 (b) において、第 3 図 (a) 及び第 4 図 (a) と同一のものについては同一の符号を付している。

第 3 図 (b) に図示された並列多段帯域通過フィルタにおいては、第 1 図の基本回路と同様に、各誘電体共振器 34 の入力側のインダクタ L_{11} 、 L_{12} 、 L_{13} と誘導結合によりそれぞれ結合されるインダクタ L_{21} 、 L_{22} 、 L_{23} が入力端 T1 とアースとの間に直列に接続され、各誘電体共振器 34 の出力側のインダクタ L_{31} 、 L_{32} 、 L_{33} と誘導結合

によりそれぞれ結合されるインダクタ L_{11} 、 L_{12} 、 L_{13} が出力端 T2 とアースとの間に直列に接続されている。その他の構成は、第 3 図 (a) に図示された並列多段帯域通過フィルタと同様である。

第 2 図 (b) に、第 2 図 (a) の並列多段帯域通過フィルタ 20 a の変形例 20 b を示す。第 2 図 (b) において、第 2 図 (a) と同一のものについては同一の符号を付している。

第 2 図 (b) において、入力端 T1 は、伝送線路 TL_{11} とインダクタ L_{11} を介してアースに接続されるとともに、伝送線路 TL_{12} とインダクタ L_{12} を介してアースに接続される。また、入力端 T1 は伝送線路 TL_{13} とインダクタ L_{13} を介してアースに接続される。ここで、伝送線路 TL_{11} の入力端 T1 側からインダクタ L_{11} を介してアース短絡点までの電気長は $\lambda g/4$ に設定され、伝送線路 TL_{12} の入力端 T1 側からインダクタ L_{12} を介してアース短絡点までの電気長は $\lambda g/4$ に設定され、伝送線路 TL_{13} の入力端 T1 側からインダクタ L_{13} を介してアース短絡点までの電気長は λ

$g/4$ に設定される。

また、出力端 T2 は、伝送線路 TL_{21} とインダクタ L_{21} を介してアースに接続されるとともに、伝送線路 TL_{22} とインダクタ L_{22} を介してアースに接続される。また、出力端 T2 は伝送線路 TL_{23} とインダクタ L_{23} を介してアースに接続される。ここで、伝送線路 TL_{21} の出力端 T2 側からインダクタ L_{21} を介してアース短絡点までの電気長は $\lambda g/4$ に設定され、伝送線路 TL_{22} の出力端 T2 側からインダクタ L_{22} を介してアース短絡点までの電気長は $\lambda g/4$ に設定され、伝送線路 TL_{23} の出力端 T2 側からインダクタ L_{23} を介してアース短絡点までの電気長は、 $\lambda g/4$ に設定される。

共振回路 21、22、23 は第 2 図 (b) と同様に構成され、また、各インダクタ間の結合は第 2 図 (b) と同様に誘導結合により電気的に接続される。

以上のように構成された並列多段帯域通過フィルタ 20 b の入力端 T1 側においては、伝送線路

TL_{11} における入力端 T1 側の接続点からインダクタ L_{11} を介してアース短絡点側を見たときのインピーダンスと、伝送線路 TL_{12} における入力端 T1 側の接続点からインダクタ L_{12} を介してアース短絡点側を見たときのインピーダンスと、伝送線路 TL_{13} における入力端 T1 側の接続点からインダクタ L_{13} を介してアース短絡点側を見たときのインピーダンスと、伝送線路 TL_{21} における出力端 T2 側の接続点からインダクタ L_{21} を介してアース短絡点側を見たときのインピーダンスと、伝送線路 TL_{22} における出力端 T2 側の接続点からインダクタ L_{22} を介してアース短絡点側を見たときのインピーダンスと、伝送線路 TL_{23} における出力端 T2 側の接続点からインダクタ L_{23} を介してアース短絡点側を見たときのイ

ンピーダンスはそれぞれ無限大となるように設定され、インダクタ L_{11} とインダクタ L_{12} とインダクタ L_{13} はそれぞれ、インピーダンス整合手段として動作する伝送線路 TL_{11} 、 TL_{12} 、 TL_{13} を介して出力端 T2 に並列に接続されている。

従って、各直列共振回路 21、22、23 はそれぞれ信号の入力端 T1 と出力端 T2 との間に、上記インピーダンス整合手段を介して並列に接続されている。

以上のように構成された並列多段帯域通過フィルタ 20 b は第 2 図 (a) に図示された帯域通過フィルタ 20 a と同様の作用と効果を有する。

第 3 図 (a) を参照して説明した帯域通過フィルタ 30 a では、3 つの TE₀₁₁ モード誘電体共振器 34 の各チューニング用の円筒形状の誘電体 36 を、1 本のシャフト 37 によって、上記 3 つの TE₀₁₁ モード誘電体共振器 21 a、22 a、23 a の共振周波数を同時に調整するようにしたが、第 10 図 (a)、第 10 図 (b) 及び第 10 図 (c) に示すように、3 つの TE₀₁₁ モード誘

特開平 3-72701(13)

第2の実施例

本発明に係る第2の実施例である容量結合型並列多段帯域通過フィルタの基本回路を第11図に示す。

第11図において、信号の入力端T1は、結合用キャパシタC₁₁と特性インピーダンスZ_aと共振周波数f₁を有する共振器51と結合用キャパシタC₁₂とを介して出力端T2に接続されるとともに、結合用キャパシタC₁₁と特性インピーダンスZ_aと共振周波数f₂を有する共振器52と結合用キャパシタC₂₂とを介して出力端T2に接続される。また、入力端T1は、結合用キャパシタC₁₁と特性インピーダンスZ_aと共振周波数f₃を有する共振器53と結合用キャパシタC₃₂とを介して出力端T2に接続される。

ここで、各共振器51、52、53の共振周波数f₁、f₂、f₃は互いに異なりかつ近接するように、第1の実施例と同様に設定され、各共振器51、52、53は上記共振周波数を通過帯域の中心周波数とする帯域通過フィルタとして動作す

電体共振器21a、22a、23aの共振周波数をそれぞれに設けた合計3本のシャフト41、42および43により、矢印A₁で示すように、独立して調整することができるように構成してもよい。この並列多段帯域通過フィルタは、第10図(b)からも分かるように、互いに平行に配置された入力側四軸ケーブル44と出力側四軸ケーブル45の上に、上述した第3図(b)の各TE₀₁₁モード誘電体共振器21a、22a、23aを配置したものである。この並列多段帯域通過フィルタにおいては、各TE₀₁₁モード誘電体共振器21a、22a、23aの各シャフト41、42、43を動かすことによって、TE₀₁₁モード誘電体共振器21a、22a、23aの共振周波数を独立して変化させることができるという利点がある。

(以下空白)

-47-

る。従って、第11図に図示された並列多段帯域通過フィルタは、上記各共振器51、52、53の通過帯域を重ね合わせた通過帯域を有する。

第12図(a)に、共振器として伝送線路を用いた容量結合型並列多段帯域通過フィルタを示す。

第12図(a)において、共振器51として電気長λg/2の伝送線路TL₁₀₁を用い、共振器52として電気長λgの伝送線路TL₁₀₂を用い、共振器53として電気長λg/2の伝送線路TL₁₀₃を用いている。ここで、各伝送線路TL₁₀₁、TL₁₀₂、TL₁₀₃はそれぞれ電気長λg/2の共振器を構成している。

また、第11図の基本回路と比較し、入力端T1側において、インピーダンス整合のために、入力端T1とキャパシタC₁₁との間に電気長λg/2の伝送線路TL₁₀₁が挿入されるとともに、入力端T1とキャパシタC₃₁との間に電気長λg/2の伝送線路TL₁₀₃が挿入されている。また、出力端T2側において、インピーダンス整合のために、出力端T2とキャパシタC₁₂との間に電気長λg

/2の伝送線路TL₁₀₂が挿入されるとともに、出力端T2とキャパシタC₃₂との間に電気長λg/2の伝送線路TL₁₀₃が挿入されている。

なお、中間の共振周波数f₂を有する伝送線路TL₁₀₂の電気長をλgとし、他の共振周波数f₁、f₃を有する伝送線路TL₁₀₁、TL₁₀₃の電気長をλg/2としているのは、第1の実施例と同様に、伝送線路TL₁₀₂を通過する信号の位相を他の伝送線路TL₁₀₁、TL₁₀₃を通過する信号の位相と比較し反転させるためである。

以上のように構成された帯域通過フィルタにおいて、共振器として動作する各伝送線路TL₁₀₁、TL₁₀₂、TL₁₀₃はそれぞれ、信号の入力端T1と出力端T2との間に、結合用のキャパシタC₁₁、C₁₂、C₃₁、C₃₂及びインピーダンス整合用の伝送線路TL₁₀₁、TL₁₀₂、TL₁₀₃を介して並列に接続されている。

この帯域通過フィルタの入力端T1にマイクロ波信号を入力したとき、上記マイクロ波信号は3分配されて伝送線路TL₁₀₁、TL₁₀₂、TL₁₀₃

-49-

-13-

-50-

を通過した後、合成されて出力端 T2 に出力される。この帯域通過フィルタは、第 2 図 (a) 及び (b) に図示した帯域通過フィルタと同様の作用と効果を有する。

第 12 図 (a) に図示した並列多段帯域通過フィルタの正方向伝達係数の周波数特性 200 と、共振器として動作する伝送線路 TL101, TL102, TL103 の正方向伝達係数の周波数特性 201, 202, 203 と、当該帯域通過フィルタの群遅延時間の周波数特性 204 を第 15 図に示す。

この帯域通過フィルタは、移動通信システムの移動機の受信フィルタに用いられるものであって、25MHz の通過帯域幅を有し、その中心周波数は 947.5MHz である。また、当該並列多段帯域通過フィルタを構成している 3 つの伝送線路 TL101, TL102, TL103 の各共振周波数 f_1 , f_2 , f_3 、負荷 Q (Q_L) 及び無負荷 Q (Q_0) は次の通りである。

(a) 伝送線路 TL101

共振周波数 $f_1 = 936.85\text{MHz}$

$Q_L = 65$, $Q_0 = 430$

(b) 伝送線路 TL102

共振周波数 $f_2 = 947.5\text{MHz}$

$Q_L = 25$, $Q_0 = 430$

(c) 伝送線路 TL103

共振周波数 $f_3 = 958.15\text{MHz}$

$Q_L = 65$, $Q_0 = 430$

この第 15 図から、第 12 図 (a) に図示した上記帯域通過フィルタは、所定の通過帯域幅 25MHz 内において、正方向伝達係数の周波数特性は概ね平坦であり、群遅延時間の周波数特性 204 の変化量は、約 2ns であることがわかる。

第 13 図 (a) 及び第 13 図 (b) に、共振器として同軸型誘電体共振器 71, 72, 73 を用い、インピーダンス整合用の伝送線路としてマイクロストリップ線路 M51, M52, M53, M54 を用いた場合の並列多段帯域通過フィルタを示す。

第 13 図 (a) 及び第 13 図 (b) において、裏面全面に接地導体が形成された誘電体基板 62

上に、入力端 T1 から分岐する電気長 $\lambda_g/2$ のマイクロストリップ線路 M51 と、電気長 $\lambda_g/2$ のマイクロストリップ線路 M52 が形成される。この各マイクロストリップ線路 M51, M52 の端部から所定間隔離れて導体 M101, M103 が形成され、入力端 T1 の導体から所定間隔離れて導体 M102 が形成される。ここで、各導体 M101, M102, M103 は互いに同一の間隔だけ離れて 1 直線上に配列されるように形成されている。また、この誘電体基板 62 において、マイクロストリップ線路 M51 の端部と導体 M101 との間にキャパシタ C11 が形成され、入力端 T1 の導体と導体 M102 との間にキャパシタ C21 が形成され、マイクロストリップ線路 M52 の端部と導体 M103 との間にキャパシタ C31 が形成される。なお、誘電体基板 62 は複数の支持棒 83 によって支持されている。

また、裏面全面に接地導体 61 が形成された誘電体基板 60 上に、出力端 T2 から分岐する電気長 $\lambda_g/2$ のマイクロストリップ線路 M53 と、

電気長 $\lambda_g/2$ のマイクロストリップ線路 M54 が形成される。この各マイクロストリップ線路 M53, M54 の端部から所定間隔離れて導体 M111, M113 が形成され、出力端 T2 の導体から所定間隔離れて導体 M112 が形成される。ここで、各導体 M111, M112, M113 は互いに同一の間隔だけ離れて 1 直線上に配列されるように形成されている。また、この誘電体基板 60 において、マイクロストリップ線路 M53 の端部と導体 M111 との間にキャパシタ C12 が形成され、出力端 T2 の導体と導体 M112 との間にキャパシタ C22 が形成され、マイクロストリップ線路 M54 の端部と導体 M113 との間にキャパシタ C32 が形成される。なお、誘電体基板 60 は複数の支持棒 84 によって支持されている。

同軸型誘電体共振器 71 は、電気長 $\lambda_g/2$ を有する比誘電率 ϵ_r の円筒形状の誘電体 80 の内周面に内周導体 81 を形成し、その外周面に外周導体 82 を形成して構成され、共振周波数 f_1 を有する。内周導体 81 には、共振器 71 の両端

面から突出するピンP11とP21がハンダ付けにより接続されており、各ピンM11、M21はそれぞれ上配導体M101、M111にハンダ付けにより接続される。また、同軸型誘電体共振器72は、誘電体共振器71と同様に構成され、内周導体81に接続されたピンP12、P22がそれぞれ上配導体M102、M112にハンダ付けにより接続される。さらに、同軸型誘電体共振器73は、誘電体共振器71、72と同様に構成され、内周導体81に接続されたピンP13、P23がそれぞれ上配導体M103、M113にハンダ付けにより接続される。

なお、各同軸型誘電体共振器71、72、73はそれぞれ同一の電気長 $\lambda_g/2$ を有するが、同軸型誘電体共振器72は、第1の実施例と同様に、誘電体共振器72を通過する信号を他の誘電体共振器71、73を通過する信号に対して反転させるように、他の誘電体共振器71、73とは異なる比誘電率 ϵ_r を有している。

第14図に、共振器としてマイクロストリップ

-55-

TL₁₁₁を用いている。ここで、各伝送線路TL₁₁₁、TL₁₁₂、TL₁₁₃はそれぞれ電気長 $\lambda_g/4$ の共振器を構成している。

また、第12図(a)に図示した帯域通過フィルタの回路と比較し、結合用キャパシタC₁₁とC₁₂とを直接に接続し、この接続点に他端が接地された伝送線路TL₁₁₁を接続し、また、結合用キャパシタC₂₁とC₂₂とを直接に接続し、この接続点に他端が接地された伝送線路TL₁₁₂を接続し、さらに、結合用キャパシタC₃₁とC₃₂とを直接に接続し、この接続点に他端が接地された伝送線路TL₁₁₃を接続している。さらに、キャパシタC₂₂と出力端T2との間に、第1の実施例と同様に信号の位相反転のために、電気長 $\lambda_g/2$ を有する伝送線路TL₁₁₄を挿入している。

以上のように構成された第12図(b)の帯域通過フィルタは、共振器として電気長 $\lambda_g/4$ の共振器である伝送線路TL₁₁₁、TL₁₁₂、TL₁₁₃を用いることを除いて、第12図(a)の帯域通過フィルタと同様の作用と効果を有する。

-57-

特開平 3-72701(15)

線路M101、M102、M103を用いた容量結合型並列多段帯域通過フィルタを示す。第14図において、第13図(a)と同一のものについては同一の符号を付している。

第14図において、裏面全面に接地導体91が形成された誘電体基板90上にマイクロストリップ線路M51、M52、M53、M54、M101、M102、M103が形成されている。ここで、マイクロストリップ線路M101、M102、M103はそれぞれ第12図(a)における伝送線路TL₁₁₁、TL₁₁₂、TL₁₁₃に対応している。

第12図(b)に、第12図(a)に図示した容量結合型並列多段帯域通過フィルタの変形例を示す。

第12図(b)において、共振器51として一端がアースに短絡された電気長 $\lambda_g/4$ の伝送線路TL₁₁₁を用い、また、共振器52として一端がアースに短絡された電気長 $\lambda_g/4$ の伝送線路TL₁₁₂を用い、さらに、共振器53として一端がアースに短絡された電気長 $\lambda_g/4$ の伝送線路

-56-

並列多段帯域通過フィルタと直列多段帯域通過フィルタの特性の比較

以上で説明した本発明に係る本実施例の並列多段帯域通過フィルタが有している特徴と従来の直列多段帯域通過フィルタが有している特徴との比較を第9図に示す。第9図において、電気特性の自由度とは、独立して設定することのできる共振回路の共振周波数の数と、当該帯域通過フィルタの入出力端において存在する結合の数の和と定義する。

この第9図から明らかなように、例えば3段の直列多段帯域通過フィルタでは、共振周波数の数が3であり結合の数が4であるので、電気特性の自由度が7となる。一方、3段の並列多段帯域通過フィルタでは、共振周波数の数が3であり結合の数が6であるので、電気特性の自由度は9となる。従って、3段の並列多段帯域通過フィルタでは、3段の直列多段帯域通過フィルタよりも、電気特性の自由度が2だけ大きくなっている。これによって、群遅延特性等の当該帯域通過フィルタ

-58-

特開平 3-72701(16)

の周波数特性の調整の自由度が大きくなり、例えば、群遅延特性の周波数特性を従来に比較し容易に、より平坦にすることができるという利点がある。

なお、従来技術の項において記述した並列結合四路のシミュレーションモデルにおいては、各共振器間で共振モードが互いに結合しているが、本発明に係る本実施例の並列多段帯域通過フィルタにおいては、各共振器間の共振モードは互いに結合せず、それぞれ独立している。従って、当該帯域通過フィルタの周波数特性は、当該帯域通過フィルタを構成する各共振器（それぞれ帯域通過フィルタとして動作する。）の通過帯域特性を重ね合わせたものとなる。

このことが従来の並列結合四路のシミュレーションモデルと本実施例の並列多段帯域通過フィルタとの相違点であり、これによって、上述のような電気特性の自由度を得ることができ、従来に比較し容易に、正方向伝達係数及び群遅延時間の各周波数特性を通過帯域内において平坦にすることが

できる。

他の実施例

以上の実施例において、共振器として TE₀₁₁モードの誘電体共振器、同軸型誘電体共振器、並びに、伝送線路で構成された共振器、すなわち伝送線路型共振器を用いているが、本発明はこれに限らず、他の共振モードを用いる誘電体共振器、空洞共振器、半同軸型共振器、LC共振器、ヘリカル共振器などの他の種類の共振器を用いてもよい。

以上の実施例において、3個の共振器を並列に接続して帯域通過フィルタを構成しているが、本発明はこれに限らず、2個又は4個以上の複数の共振器を並列に接続して帯域通過フィルタを構成してもよい。

以上の実施例で述べた並列多段帯域通過フィルタを、移動通信システムの送信共用装置のチャネルフィルタ、移動機の送受信フィルタに限らず、他の用途の帯域通過フィルタに広く適用することができる。特に、音声信号又はデータ信号がデジ

-59-

-60-

タル変調されて伝送されるデジタル移動通信システムにおいては、アナログ移動通信システムに比較し、より広く平坦な通過帯域と、より広く平坦な群遅延時間の周波数特性を有する帯域通過フィルタが要求されるので、本発明に係る帯域通過フィルタは、このデジタル移動通信システムの一部を構成する帯域通過フィルタに特に有用である。

4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明に係る第1の実施例の誘導結合型並列多段帯域通過フィルタの基本回路を示す回路図、

第2図(a)及び第2図(b)はそれぞれ第1図の基本回路をマイクロ波帯において実現した帯域通過フィルタの一例を示す回路図、

第3図(a)及び第3図(b)はそれぞれ第2図(a)及び第2図(b)における共振器を TE₀₁₁モードの誘電体共振器で構成した並列多段帯域通過フィルタの一例を示す説明図、

第4図(a)及び第4図(b)はそれぞれ第3図(a)及び第3図(b)の並列多段帯域通過フィ

ルタの等価回路を示す回路図、

第5図は第3図(a)の並列多段帯域通過フィルタの減衰度の周波数特性及び群遅延時間の周波数特性を示すグラフ、

第6図は第3図(a)の並列多段帯域通過フィルタを移動通信システムの3つのチャネルに適用した場合の各チャネルの帯域通過フィルタの減衰度の周波数特性及び群遅延時間の周波数特性を示すグラフ、

第7図は従来の直列多段帯域通過フィルタの減衰度の周波数特性及び群遅延時間の周波数特性を示すグラフ、

第8図は従来の直列多段フィルタを移動通信システムの3つのチャネルに適用した場合の各チャネルの帯域通過フィルタの減衰度の周波数特性及び群遅延時間の周波数特性を示すグラフ、

第9図は本発明に係る並列多段帯域通過フィルタが有している特徴と従来の直列多段帯域通過フィルタが有している特徴との比較を示す説明図、

第10図(a)、第10図(b)および第10

特開平 3-72701(17)

図(c)はそれぞれ第3図(a)の並列多段帯域通過フィルタの変形例の構造説明図、

第11図は本発明に係る第2の実施例の容量結合型並列多段帯域通過フィルタの基本回路を示す回路図、

第12図(a)及び第12図(b)はそれぞれ第11図の基本回路をマイクロ波帯において実現した帯域通過フィルタの一例を示す回路図、

第13図(a)は第12図における共振器を誘電体同軸共振器で構成した並列多段帯域通過フィルタを示す平面図、

第13図(b)は第13図(a)に図示した並列多段帯域通過フィルタの側面図、

第14図は第12図(a)における共振器をマイクロストリップ線路で構成した並列多段帯域通過フィルタを示す側面図、

第15図は第12図(a)の並列多段帯域通過フィルタの減衰度の周波数特性及び群遅延時間の周波数特性を示すグラフ、

第16図はセルラーシステムの基地局に使用さ

れる送信共用装置のブロック図、

第17図は一般的な公知の設計理論によって構成されるローパスフィルタ(LPF)を、インバータと呼ばれる変換式で回路変換することにより得られたバンドパスフィルタ(BPF)の回路図、

第18図は従来例の直列多段帯域通過フィルタの一例を示す一部破断側面図、

第19図は第18図の直列多段帯域通過フィルタの等価回路を示す回路図、

第20図は従来の直列多段帯域通過フィルタの並列結合回路のシミュレーションモデルの回路図である。

20、20a、20b、30a、30b…並列多段帯域通過フィルタ、

21、22、23、51、52、53…共振器、

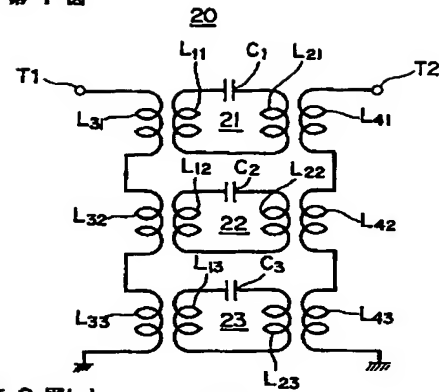
34…誘電体共振器、

71、72、73…同軸型誘電体共振器、

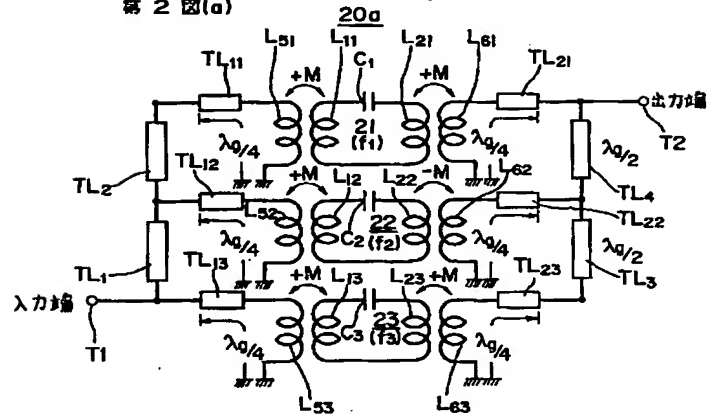
TL₁₁、TL₁₂、TL₁₃、TL₁₄、TL₁₅、TL₁₆、TL₁₇、TL₁₈、TL₁₉、TL₂₀、TL₂₁、TL₂₂、TL₂₃、TL₂₄、TL₂₅、TL₂₆、TL₂₇、TL₂₈、TL₂₉、TL₃₀、TL₃₁、TL₃₂、TL₃₃、TL₃₄、TL₃₅、TL₃₆、TL₃₇、TL₃₈、TL₃₉、TL₄₀、TL₄₁、TL₄₂、TL₄₃、TL₄₄、TL₄₅、TL₄₆、TL₄₇、TL₄₈、TL₄₉、TL₅₀、TL₅₁、TL₅₂、TL₅₃、TL₅₄、TL₅₅、TL₅₆、TL₅₇、TL₅₈、TL₅₉、TL₆₀、TL₆₁、TL₆₂、TL₆₃、TL₆₄、TL₆₅、TL₆₆、TL₆₇、TL₆₈、TL₆₉、TL₇₀、TL₇₁、TL₇₂、TL₇₃、TL₇₄、TL₇₅、TL₇₆、TL₇₇、TL₇₈、TL₇₉、TL₈₀、TL₈₁、TL₈₂、TL₈₃、TL₈₄、TL₈₅、TL₈₆、TL₈₇、TL₈₈、TL₈₉、TL₉₀、TL₉₁、TL₉₂、TL₉₃、TL₉₄、TL₉₅、TL₉₆、TL₉₇、TL₉₈、TL₉₉、TL₁₀₀、TL₁₀₁、TL₁₀₂、TL₁₀₃、TL₁₀₄、TL₁₀₅、TL₁₀₆、TL₁₀₇、TL₁₀₈、TL₁₀₉、TL₁₁₀、TL₁₁₁、TL₁₁₂、TL₁₁₃、TL₁₁₄、TL₁₁₅、TL₁₁₆、TL₁₁₇、TL₁₁₈、TL₁₁₉、TL₁₂₀、TL₁₂₁、TL₁₂₂、TL₁₂₃、TL₁₂₄、TL₁₂₅、TL₁₂₆、TL₁₂₇、TL₁₂₈、TL₁₂₉、TL₁₃₀、TL₁₃₁、TL₁₃₂、TL₁₃₃、TL₁₃₄、TL₁₃₅、TL₁₃₆、TL₁₃₇、TL₁₃₈、TL₁₃₉、TL₁₄₀、TL₁₄₁、TL₁₄₂、TL₁₄₃、TL₁₄₄、TL₁₄₅、TL₁₄₆、TL₁₄₇、TL₁₄₈、TL₁₄₉、TL₁₅₀、TL₁₅₁、TL₁₅₂、TL₁₅₃、TL₁₅₄、TL₁₅₅、TL₁₅₆、TL₁₅₇、TL₁₅₈、TL₁₅₉、TL₁₆₀、TL₁₆₁、TL₁₆₂、TL₁₆₃、TL₁₆₄、TL₁₆₅、TL₁₆₆、TL₁₆₇、TL₁₆₈、TL₁₆₉、TL₁₇₀、TL₁₇₁、TL₁₇₂、TL₁₇₃、TL₁₇₄、TL₁₇₅、TL₁₇₆、TL₁₇₇、TL₁₇₈、TL₁₇₉、TL₁₈₀、TL₁₈₁、TL₁₈₂、TL₁₈₃、TL₁₈₄、TL₁₈₅、TL₁₈₆、TL₁₈₇、TL₁₈₈、TL₁₈₉、TL₁₉₀、TL₁₉₁、TL₁₉₂、TL₁₉₃、TL₁₉₄、TL₁₉₅、TL₁₉₆、TL₁₉₇、TL₁₉₈、TL₁₉₉、TL₂₀₀、TL₂₀₁、TL₂₀₂、TL₂₀₃、TL₂₀₄、TL₂₀₅、TL₂₀₆、TL₂₀₇、TL₂₀₈、TL₂₀₉、TL₂₁₀、TL₂₁₁、TL₂₁₂、TL₂₁₃、TL₂₁₄、TL₂₁₅、TL₂₁₆、TL₂₁₇、TL₂₁₈、TL₂₁₉、TL₂₂₀、TL₂₂₁、TL₂₂₂、TL₂₂₃、TL₂₂₄、TL₂₂₅、TL₂₂₆、TL₂₂₇、TL₂₂₈、TL₂₂₉、TL₂₃₀、TL₂₃₁、TL₂₃₂、TL₂₃₃、TL₂₃₄、TL₂₃₅、TL₂₃₆、TL₂₃₇、TL₂₃₈、TL₂₃₉、TL₂₄₀、TL₂₄₁、TL₂₄₂、TL₂₄₃、TL₂₄₄、TL₂₄₅、TL₂₄₆、TL₂₄₇、TL₂₄₈、TL₂₄₉、TL₂₅₀、TL₂₅₁、TL₂₅₂、TL₂₅₃、TL₂₅₄、TL₂₅₅、TL₂₅₆、TL₂₅₇、TL₂₅₈、TL₂₅₉、TL₂₆₀、TL₂₆₁、TL₂₆₂、TL₂₆₃、TL₂₆₄、TL₂₆₅、TL₂₆₆、TL₂₆₇、TL₂₆₈、TL₂₆₉、TL₂₇₀、TL₂₇₁、TL₂₇₂、TL₂₇₃、TL₂₇₄、TL₂₇₅、TL₂₇₆、TL₂₇₇、TL₂₇₈、TL₂₇₉、TL₂₈₀、TL₂₈₁、TL₂₈₂、TL₂₈₃、TL₂₈₄、TL₂₈₅、TL₂₈₆、TL₂₈₇、TL₂₈₈、TL₂₈₉、TL₂₉₀、TL₂₉₁、TL₂₉₂、TL₂₉₃、TL₂₉₄、TL₂₉₅、TL₂₉₆、TL₂₉₇、TL₂₉₈、TL₂₉₉、TL₃₀₀、TL₃₀₁、TL₃₀₂、TL₃₀₃、TL₃₀₄、TL₃₀₅、TL₃₀₆、TL₃₀₇、TL₃₀₈、TL₃₀₉、TL₃₁₀、TL₃₁₁、TL₃₁₂、TL₃₁₃、TL₃₁₄、TL₃₁₅、TL₃₁₆、TL₃₁₇、TL₃₁₈、TL₃₁₉、TL₃₂₀、TL₃₂₁、TL₃₂₂、TL₃₂₃、TL₃₂₄、TL₃₂₅、TL₃₂₆、TL₃₂₇、TL₃₂₈、TL₃₂₉、TL₃₃₀、TL₃₃₁、TL₃₃₂、TL₃₃₃、TL₃₃₄、TL₃₃₅、TL₃₃₆、TL₃₃₇、TL₃₃₈、TL₃₃₉、TL₃₄₀、TL₃₄₁、TL₃₄₂、TL₃₄₃、TL₃₄₄、TL₃₄₅、TL₃₄₆、TL₃₄₇、TL₃₄₈、TL₃₄₉、TL₃₅₀、TL₃₅₁、TL₃₅₂、TL₃₅₃、TL₃₅₄、TL₃₅₅、TL₃₅₆、TL₃₅₇、TL₃₅₈、TL₃₅₉、TL₃₆₀、TL₃₆₁、TL₃₆₂、TL₃₆₃、TL₃₆₄、TL₃₆₅、TL₃₆₆、TL₃₆₇、TL₃₆₈、TL₃₆₉、TL₃₇₀、TL₃₇₁、TL₃₇₂、TL₃₇₃、TL₃₇₄、TL₃₇₅、TL₃₇₆、TL₃₇₇、TL₃₇₈、TL₃₇₉、TL₃₈₀、TL₃₈₁、TL₃₈₂、TL₃₈₃、TL₃₈₄、TL₃₈₅、TL₃₈₆、TL₃₈₇、TL₃₈₈、TL₃₈₉、TL₃₉₀、TL₃₉₁、TL₃₉₂、TL₃₉₃、TL₃₉₄、TL₃₉₅、TL₃₉₆、TL₃₉₇、TL₃₉₈、TL₃₉₉、TL₄₀₀、TL₄₀₁、TL₄₀₂、TL₄₀₃、TL₄₀₄、TL₄₀₅、TL₄₀₆、TL₄₀₇、TL₄₀₈、TL₄₀₉、TL₄₁₀、TL₄₁₁、TL₄₁₂、TL₄₁₃、TL₄₁₄、TL₄₁₅、TL₄₁₆、TL₄₁₇、TL₄₁₈、TL₄₁₉、TL₄₂₀、TL₄₂₁、TL₄₂₂、TL₄₂₃、TL₄₂₄、TL₄₂₅、TL₄₂₆、TL₄₂₇、TL₄₂₈、TL₄₂₉、TL₄₃₀、TL₄₃₁、TL₄₃₂、TL₄₃₃、TL₄₃₄、TL₄₃₅、TL₄₃₆、TL₄₃₇、TL₄₃₈、TL₄₃₉、TL₄₄₀、TL₄₄₁、TL₄₄₂、TL₄₄₃、TL₄₄₄、TL₄₄₅、TL₄₄₆、TL₄₄₇、TL₄₄₈、TL₄₄₉、TL₄₅₀、TL₄₅₁、TL₄₅₂、TL₄₅₃、TL₄₅₄、TL₄₅₅、TL₄₅₆、TL₄₅₇、TL₄₅₈、TL₄₅₉、TL₄₆₀、TL₄₆₁、TL₄₆₂、TL₄₆₃、TL₄₆₄、TL₄₆₅、TL₄₆₆、TL₄₆₇、TL₄₆₈、TL₄₆₉、TL₄₇₀、TL₄₇₁、TL₄₇₂、TL₄₇₃、TL₄₇₄、TL₄₇₅、TL₄₇₆、TL₄₇₇、TL₄₇₈、TL₄₇₉、TL₄₈₀、TL₄₈₁、TL₄₈₂、TL₄₈₃、TL₄₈₄、TL₄₈₅、TL₄₈₆、TL₄₈₇、TL₄₈₈、TL₄₈₉、TL₄₉₀、TL₄₉₁、TL₄₉₂、TL₄₉₃、TL₄₉₄、TL₄₉₅、TL₄₉₆、TL₄₉₇、TL₄₉₈、TL₄₉₉、TL₅₀₀、TL₅₀₁、TL₅₀₂、TL₅₀₃、TL₅₀₄、TL₅₀₅、TL₅₀₆、TL₅₀₇、TL₅₀₈、TL₅₀₉、TL₅₁₀、TL₅₁₁、TL₅₁₂、TL₅₁₃、TL₅₁₄、TL₅₁₅、TL₅₁₆、TL₅₁₇、TL₅₁₈、TL₅₁₉、TL₅₂₀、TL₅₂₁、TL₅₂₂、TL₅₂₃、TL₅₂₄、TL₅₂₅、TL₅₂₆、TL₅₂₇、TL₅₂₈、TL₅₂₉、TL₅₃₀、TL₅₃₁、TL₅₃₂、TL₅₃₃、TL₅₃₄、TL₅₃₅、TL₅₃₆、TL₅₃₇、TL₅₃₈、TL₅₃₉、TL₅₄₀、TL₅₄₁、TL₅₄₂、TL₅₄₃、TL₅₄₄、TL₅₄₅、TL₅₄₆、TL₅₄₇、TL₅₄₈、TL₅₄₉、TL₅₅₀、TL₅₅₁、TL₅₅₂、TL₅₅₃、TL₅₅₄、TL₅₅₅、TL₅₅₆、TL₅₅₇、TL₅₅₈、TL₅₅₉、TL₅₆₀、TL₅₆₁、TL₅₆₂、TL₅₆₃、TL₅₆₄、TL₅₆₅、TL₅₆₆、TL₅₆₇、TL₅₆₈、TL₅₆₉、TL₅₇₀、TL₅₇₁、TL₅₇₂、TL₅₇₃、TL₅₇₄、TL₅₇₅、TL₅₇₆、TL₅₇₇、TL₅₇₈、TL₅₇₉、TL₅₈₀、TL₅₈₁、TL₅₈₂、TL₅₈₃、TL₅₈₄、TL₅₈₅、TL₅₈₆、TL₅₈₇、TL₅₈₈、TL₅₈₉、TL₅₉₀、TL₅₉₁、TL₅₉₂、TL₅₉₃、TL₅₉₄、TL₅₉₅、TL₅₉₆、TL₅₉₇、TL₅₉₈、TL₅₉₉、TL₆₀₀、TL₆₀₁、TL₆₀₂、TL₆₀₃、TL₆₀₄、TL₆₀₅、TL₆₀₆、TL₆₀₇、TL₆₀₈、TL₆₀₉、TL₆₁₀、TL₆₁₁、TL₆₁₂、TL₆₁₃、TL₆₁₄、TL₆₁₅、TL₆₁₆、TL₆₁₇、TL₆₁₈、TL₆₁₉、TL₆₂₀、TL₆₂₁、TL₆₂₂、TL₆₂₃、TL₆₂₄、TL₆₂₅、TL₆₂₆、TL₆₂₇、TL₆₂₈、TL₆₂₉、TL₆₃₀、TL₆₃₁、TL₆₃₂、TL₆₃₃、TL₆₃₄、TL₆₃₅、TL₆₃₆、TL₆₃₇、TL₆₃₈、TL₆₃₉、TL₆₄₀、TL₆₄₁、TL₆₄₂、TL₆₄₃、TL₆₄₄、TL₆₄₅、TL₆₄₆、TL₆₄₇、TL₆₄₈、TL₆₄₉、TL₆₅₀、TL₆₅₁、TL₆₅₂、TL₆₅₃、TL₆₅₄、TL₆₅₅、TL₆₅₆、TL₆₅₇、TL₆₅₈、TL₆₅₉、TL₆₆₀、TL₆₆₁、TL₆₆₂、TL₆₆₃、TL₆₆₄、TL₆₆₅、TL₆₆₆、TL₆₆₇、TL₆₆₈、TL₆₆₉、TL₆₇₀、TL₆₇₁、TL₆₇₂、TL₆₇₃、TL₆₇₄、TL₆₇₅、TL₆₇₆、TL₆₇₇、TL₆₇₈、TL₆₇₉、TL₆₈₀、TL₆₈₁、TL₆₈₂、TL₆₈₃、TL₆₈₄、TL₆₈₅、TL₆₈₆、TL₆₈₇、TL₆₈₈、TL₆₈₉、TL₆₉₀、TL₆₉₁、TL₆₉₂、TL₆₉₃、TL₆₉₄、TL₆₉₅、TL₆₉₆、TL₆₉₇、TL₆₉₈、TL₆₉₉、TL₇₀₀、TL₇₀₁、TL₇₀₂、TL₇₀₃、TL₇₀₄、TL₇₀₅、TL₇₀₆、TL₇₀₇、TL₇₀₈、TL₇₀₉、TL₇₁₀、TL₇₁₁、TL₇₁₂、TL₇₁₃、TL₇₁₄、TL₇₁₅、TL₇₁₆、TL₇₁₇、TL₇₁₈、TL₇₁₉、TL₇₂₀、TL₇₂₁、TL₇₂₂、TL₇₂₃、TL₇₂₄、TL₇₂₅、TL₇₂₆、TL₇₂₇、TL₇₂₈、TL₇₂₉、TL₇₃₀、TL₇₃₁、TL₇₃₂、TL₇₃₃、TL₇₃₄、TL₇₃₅、TL₇₃₆、TL₇₃₇、TL₇₃₈、TL₇₃₉、TL₇₄₀、TL₇₄₁、TL₇₄₂、TL₇₄₃、TL₇₄₄、TL₇₄₅、TL₇₄₆、TL₇₄₇、TL₇₄₈、TL₇₄₉、TL₇₅₀、TL₇₅₁、TL₇₅₂、TL₇₅₃、TL₇₅₄、TL₇₅₅、TL₇₅₆、TL₇₅₇、TL₇₅₈、TL₇₅₉、TL₇₆₀、TL₇₆₁、TL₇₆₂、TL₇₆₃、TL₇₆₄、TL₇₆₅、TL₇₆₆、TL₇₆₇、TL₇₆₈、TL₇₆₉、TL₇₇₀、TL₇₇₁、TL₇₇₂、TL₇₇₃、TL₇₇₄、TL₇₇₅、TL₇₇₆、TL₇₇₇、TL₇₇₈、TL₇₇₉、TL₇₈₀、TL₇₈₁、TL₇₈₂、TL₇₈₃、TL₇₈₄、TL₇₈₅、TL₇₈₆、TL₇₈₇、TL₇₈₈、TL₇₈₉、TL₇₉₀、TL₇₉₁、TL₇₉₂、TL₇₉₃、TL₇₉₄、TL₇₉₅、TL₇₉₆、TL₇₉₇、TL₇₉₈、TL₇₉₉、TL₈₀₀、TL₈₀₁、TL₈₀₂、TL₈₀₃、TL₈₀₄、TL₈₀₅、TL₈₀₆、TL₈₀₇、TL₈₀₈、TL₈₀₉、TL₈₁₀、TL₈₁₁、TL₈₁₂、TL₈₁₃、TL₈₁₄、TL₈₁₅、TL₈₁₆、TL₈₁₇、TL₈₁₈、TL₈₁₉、TL₈₂₀、TL₈₂₁、TL₈₂₂、TL₈₂₃、TL₈₂₄、TL₈₂₅、TL₈₂₆、TL₈₂₇、TL₈₂₈、TL₈₂₉、TL₈₃₀、TL₈₃₁、TL₈₃₂、TL₈₃₃、TL₈₃₄、TL₈₃₅、TL₈₃₆、TL₈₃₇、TL₈₃₈、TL₈₃₉、TL₈₄₀、TL₈₄₁、TL₈₄₂、TL₈₄₃、TL₈₄₄、TL₈₄₅、TL₈₄₆、TL₈₄₇、TL₈₄₈、TL₈₄₉、TL₈₅₀、TL₈₅₁、TL₈₅₂、TL₈₅₃、TL₈₅₄、TL₈₅₅、TL₈₅₆、TL₈₅₇、TL₈₅₈、TL₈₅₉、TL₈₆₀、TL₈₆₁、TL₈₆₂、TL₈₆₃、TL₈₆₄、TL₈₆₅、TL₈₆₆、TL₈₆₇、TL₈₆₈、TL₈₆₉、TL₈₇₀、TL₈₇₁、TL₈₇₂、TL₈₇₃、TL₈₇₄、TL₈₇₅、TL₈₇₆、TL₈₇₇、TL₈₇₈、TL₈₇₉、TL₈₈₀、TL₈₈₁、TL₈₈₂、TL₈₈₃、TL₈₈₄、TL₈₈₅、TL₈₈₆、TL₈₈₇、TL₈₈₈、TL₈₈₉、TL₈₉₀、TL₈₉₁、TL₈₉₂、TL₈₉₃、TL₈₉₄、TL₈₉₅、TL₈₉₆、TL₈₉₇、TL₈₉₈、TL₈₉₉、TL₉₀₀、TL₉₀₁、TL₉₀₂、TL₉₀₃、TL₉₀₄、TL₉₀₅、TL₉₀₆、TL₉₀₇、TL₉₀₈、TL₉₀₉、TL₉₁₀、TL₉₁₁、TL₉₁₂、TL₉₁₃、TL₉₁₄、TL₉₁₅、TL₉₁₆、TL₉₁₇、TL₉₁₈、TL₉₁₉、TL₉₂₀、TL₉₂₁、TL₉₂₂、TL₉₂₃、TL₉₂₄、TL₉₂₅、TL₉₂₆、TL₉₂₇、TL₉₂₈、TL₉₂₉、TL₉₃₀、TL₉₃₁、TL₉₃₂、TL₉₃₃、TL₉₃₄、TL₉₃₅、TL₉₃₆、TL₉₃₇、TL₉₃₈、TL₉₃₉、TL₉₄₀、TL₉₄₁、TL₉₄₂、TL₉₄₃、TL₉₄₄、TL₉₄₅、TL₉₄₆、TL₉₄₇、TL₉₄₈、TL₉₄₉、TL₉₅₀、TL₉₅₁、TL₉₅₂、TL₉₅₃、TL₉₅₄、TL₉₅₅、TL₉₅₆、TL₉₅₇、TL₉₅₈、TL₉₅₉、TL₉₆₀、TL₉₆₁、TL₉₆₂、TL₉₆₃、TL₉₆₄、TL₉₆₅、TL₉₆₆、TL₉₆₇、TL₉₆₈、TL₉₆₉、TL₉₇₀、TL₉₇₁、TL₉₇₂、TL₉₇₃、TL₉₇₄、TL₉₇₅、TL₉₇₆、TL₉₇₇、TL₉₇₈、TL₉₇₉、TL₉₈₀、TL₉₈₁、TL₉₈₂、TL₉₈₃、TL₉₈₄、TL₉₈₅、TL₉₈₆、TL₉₈₇、TL₉₈₈、TL₉₈₉、TL₉₉₀、TL₉₉₁、TL₉₉₂、TL₉₉₃、TL₉₉₄、TL₉₉₅、TL₉₉₆、TL₉₉₇、TL₉₉₈、TL₉₉₉、TL₁₀₀₀、TL₁₀₀₁、TL₁₀₀₂、TL₁₀₀₃、TL₁₀₀₄、TL₁₀₀₅、TL₁₀₀₆、TL₁₀₀₇、TL₁₀₀₈、TL₁₀₀₉、TL₁₀₁₀、TL₁₀₁₁、TL₁₀₁₂、TL₁₀₁₃、TL₁₀₁₄、TL₁₀₁₅、TL₁₀₁₆、TL₁₀₁₇、TL₁₀₁₈、TL₁₀₁₉、TL₁₀₂₀、TL_{1021</}

特開平 3-72701(18)

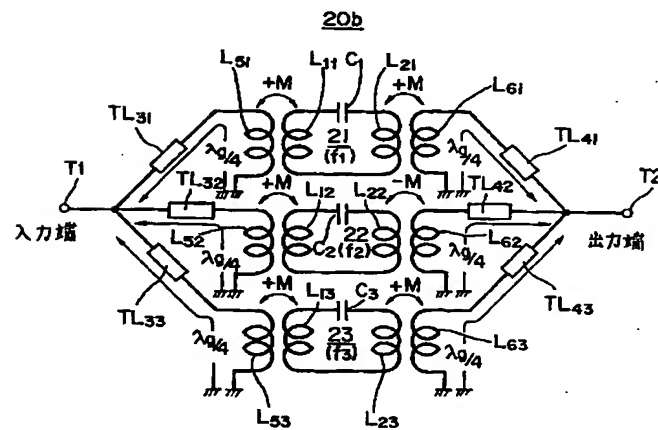
第 1 図



第 2 図(a)

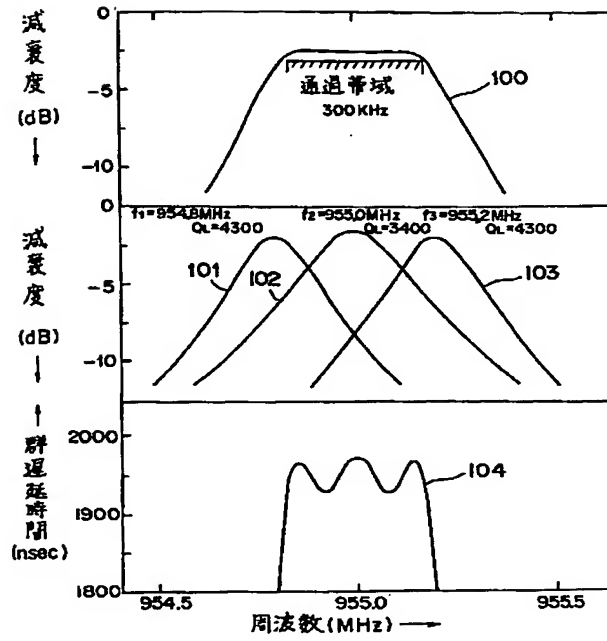


第 2 図(b)

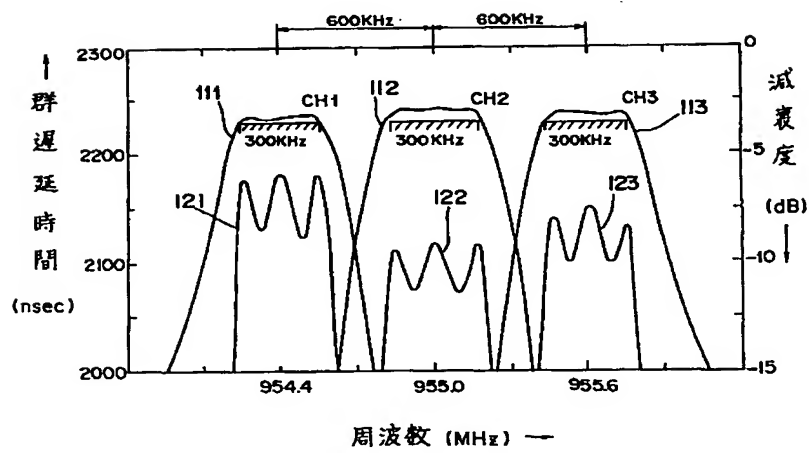


特開平 3-72701(20)

第 5 圖

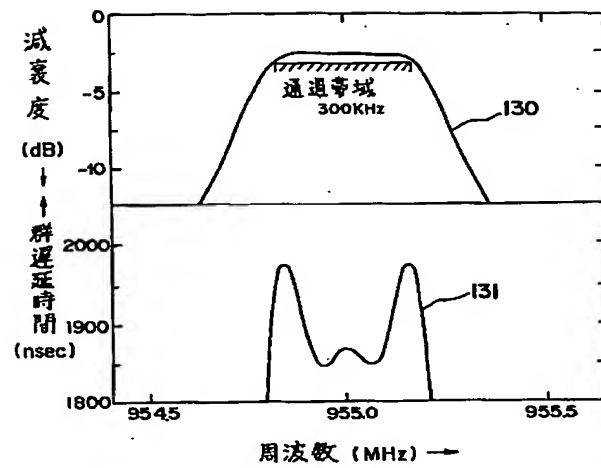


第 6 圖

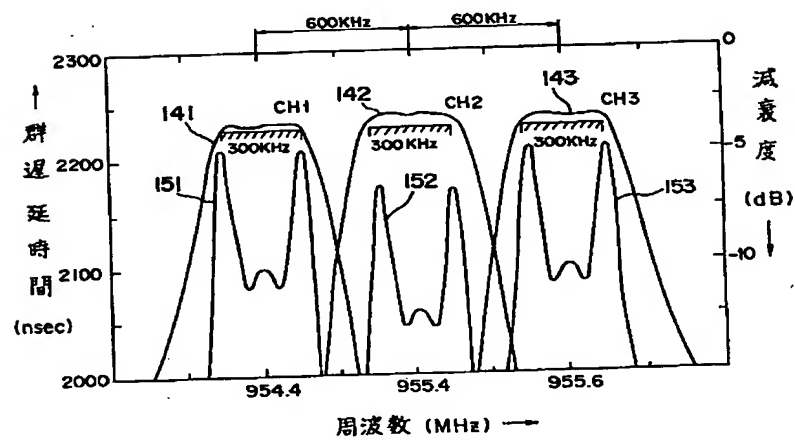


特開平 3-72701(21)

第 7 圖

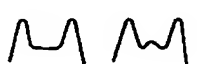



第 8 圖

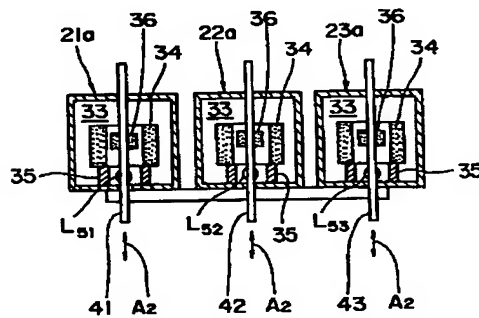


特開平 3-72701(22)

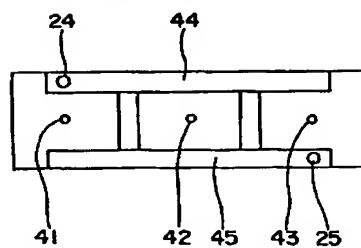
第 9 図

	直列多段帯域通過フィルタ	並列多段帯域通過フィルタ
周波数成分	n 個の共振器がそれぞれ形成する。 n 個の共振モードが各周波数をもつ。	n 個の共振器がそれぞれ各周波数をもつ。
群遅延時間周波数特性例		
電気特性の自由度	$7 = 3(\text{共振周波数の数}) + 4(\text{結合の数}),$ $n = 3$ のとき	$9 = 3(\text{共振周波数の数}) + 6(\text{結合の数}),$ $n = 3$ のとき

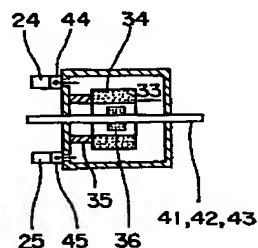
第 10 図(a)



第 10 図(b)

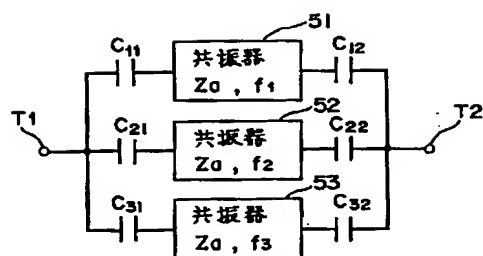


第 10 図(c)

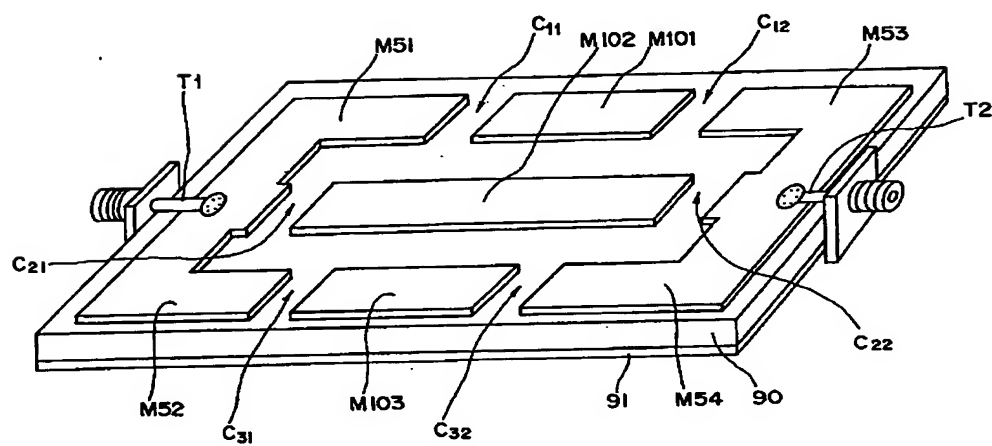


特開平 3-72701(23)

第11図

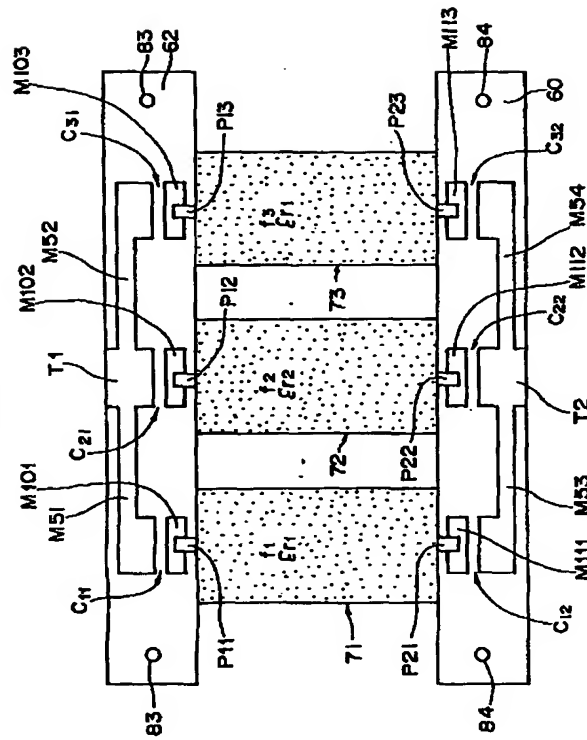


第14図

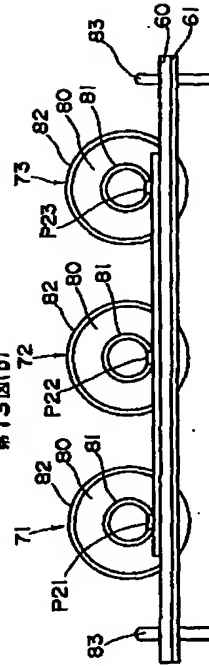


特開平 3-72701(24)

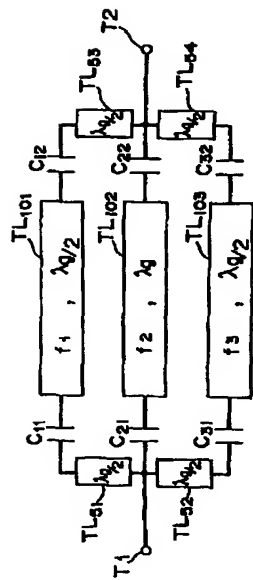
第13図(a)



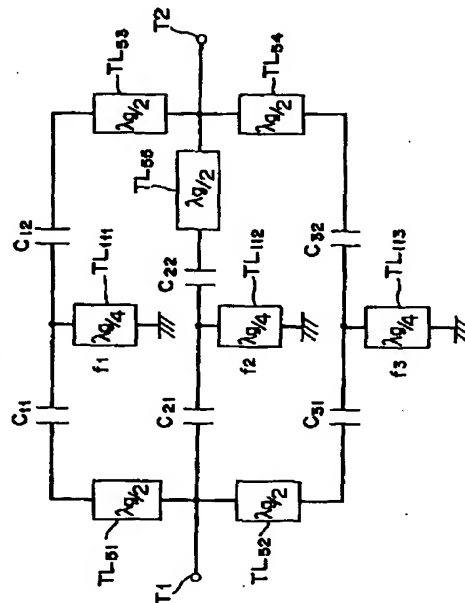
第13図(b)



第12図(a)

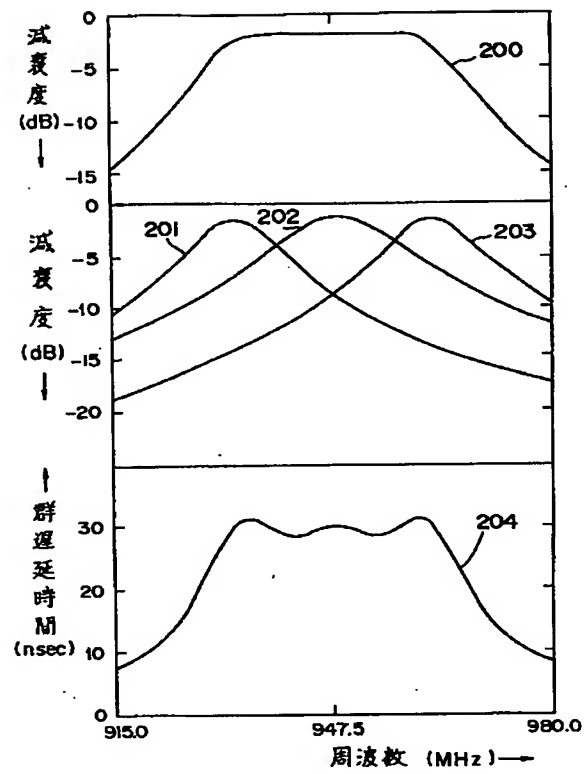


第12図(b)

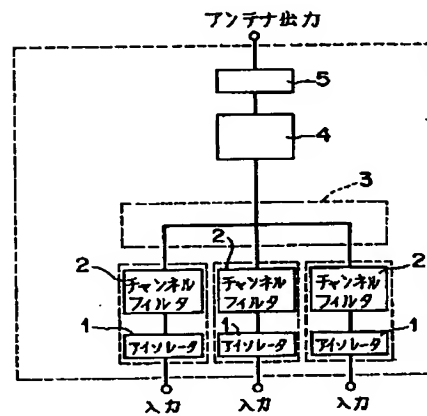


特開平 3-72701(25)

第15図

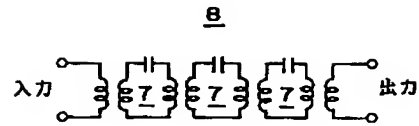


第16図

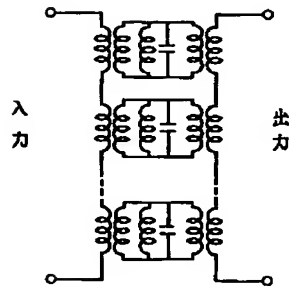


特開平 3-72701(26)

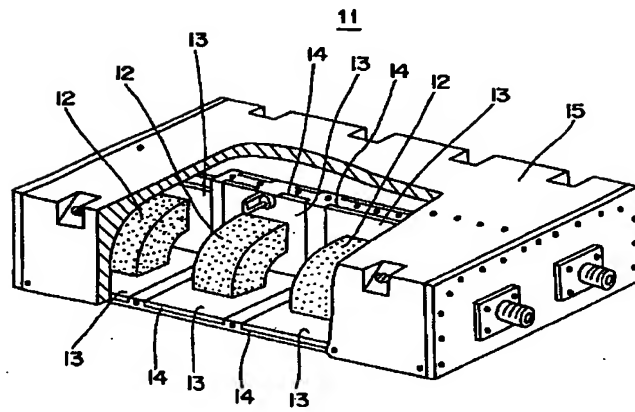
第17図



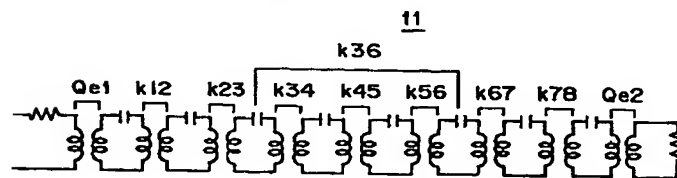
第20図



第18図



第19図



特開平 3-72701(27)

第1頁の続き

⑥Int. Cl. ⁸	識別記号	庁内整理番号
H 01 P 1/205	C	7741-5J

⑦発明者 竹原 耕一 京都府長岡京市天神2丁目26番10号 株式会社村田製作所内
 ⑦発明者 谷 崎 透 京都府長岡京市天神2丁目26番10号 株式会社村田製作所内

手続補正書

平成 2年 6月 22日

特許庁長官様

1. 事件の表示

平成 2年 特許第 第103981号

2. 発明の名称

並列多段型帯域通過フィルタ

3. 補正をする者

事件との関係 特許出願人

名称 (623) 株式会社村田製作所

4. 代理人

住所 〒540 大阪府大阪市中央区城見2丁目1番61号
ツイン11 11Dタワー内 電話(06)549-1251

氏名 弁護士 (6214) 青 山 淳

5. 補正命令の日付

自 発

6. 補正の対象

図 面: 第2図 (a)
第4図 (a)

7. 補正の内容

明細書の誤り

方式
審査

第 2 図(a)

